

F 1130/2

**BULETINUL
INSTITUTULUI
POLITEHNIC
BUCUREȘTI**

C: 040957

SERIA ELECTROTEHNICĂ

TOMUL LI, ANUL 1989

COMITETUL DE REDACȚIE

Redactor responsabil : Prof. dr. ing. *Voicu Tache*

Redactor responsabil adjunct : Prof. dr. docent ing. *Traian Demian*

Secretar științific : Prof. dr. ing. *Sergiu Călin*

Membrii : Prof. dr. ing. *Constantin Bălă* ; Conf. dr. ing. *Cornel Berbente* ; Prof. dr. docent *Gheorghe Buzdugan*, membru corespondent al Academiei R.S. România ; Prof. dr. ing. *Ioan Carabagdan* ; Prof. dr. docent *Virgil Constantinescu* ; Prof. dr. ing. *Octavian Floarea* ; Prof. dr. ing. *Julietta Florea* ; Prof. dr. *Ion Grădișteanu* ; Prof. dr. ing. *Gheorghe Hortopan* ; Prof. dr. ing. *Moise Ienciu* ; Prof. dr. ing. *Vlad Ionescu* ; Prof. dr. ing. *Adelaida Mateescu* ; Prof. dr. ing. *Nicolae Murguleț* ; Prof. dr. ing. *Aurel Oprean* ; Prof. dr. ing. *Mircea Petrescu* ; Prof. dr. ing. *Ion Popescu* ; Conf. dr. ing. *Mircea Radeș* ; Conf. dr. ing. *Sorin Roșca* ; Prof. dr. ing. *George Rulea* ; Prof. dr. ing. *Marcel Segărceanu* ; Prof. dr. ing. *Alexandru Spătaru* ; Prof. dr. *Octavian Stănășilă* ; Prof. dr. docent *Ion Teoreanu* ; Prof. dr. docent *Andrei Tugulea* ; Prof. dr. ing. *Silvia Vacu* ; Prof. dr. docent *Rodica Vilcu* ; Academician *Radu Voinea*.

Editor : Institutul Politehnic București

Splaiul Independenței 313, Tel. 31.40.10. România, Căsuța poștală 2356

Readers from abroad can get subscriptions for this newspaper through
ROMPRESFILATELIA, Import export press, P. O. Box 12-201, Telex
10378, Calea Griviței 62—64, Bucharest, ROMANIA

Sumar

D. Marcu

Determinarea punctelor de articulație ale unui graf (l. engleză) 3

A. Podoleanu, I. Pop

Configurația versatilă de control al puterii în dispozitivele bistabile optice
(l. engleză)

Gh. Hortopan

Algoritm pentru regimul termic al barelor capsulate 11

V. Panaite

Proiectarea operațională a camerelor de stingere a întreruptoarelor de joasă tensiune de tip compact 25

P. Cristea, Rodica Tuduce, C. Mihai, I. Cîmpeanu

Baterii electrotermice miniaturizate 37

Gh. Hortopan, I. Vlase

Efectele pelicular și de proximitate în conductoare cu plan de simetrie 43

V. Trușcă

Echipamente pentru automatizarea stațiilor de încercări de putere 53

Fl. Constantinescu, Miruna Nițescu

Influența toleranțelor parametrilor tranzistorului asupra costului unui amplificator de bandă largă 67

Smaranda Nițu, C. Nițu

Regimul dinamic al contactorului cu comutație în vid $U_n = 7,2$ kV, $I_n = 400$ A 71

Claudia Popescu

Performanțele divizorului de tensiune R-C serie 83

D. Pavelescu

Declanșator cu repulsie electrodinamică destinat întreruptoarelor ultrarapide de curent continuu 91

Summary

D. Marcu

Finding the Cut-Vertices of a Graph 3

A. Podoleanu, I. Pop

A Versatile Configuration to Control the Power in Optical Bistable Devices . . 7

Gh. Hortopan

Algorithm of the Thermal Regime for Metal Enclosed Busbar 11

V. Panaite

Projection of Automatic Swatches of Low Tension 25

P. Cristea, Rodica Tuduce, C. Mihai, I. Câmpescu

Miniature Electrothermal Batteries 37

Gh. Hortopan, I. Vlase

Skin and Proximity Effects in Conductors with Plane of Symmetry 43

V. Truşcă

Equipments for the Automation of the Stress High Power Stations 53

Fl. Constantinescu, Miruna Niţescu

The Influence of Transistor Parameters Tolerances on the Cost of a Wide Band Amplifier 67

Smaranda Niţu, C. Niţu

The Dynamic Behaviour of a Medium Voltage Vacuum Contactor 71

Claudia Popescu

Performances of R-C Serie Voltage Divider 83

D. Pavelescu

Ultrarapid Trigger with Electrodynamic Repulsion for Fast Acting D. C. Circuit-Breakers 91

FINDING THE CUT-VERTICES OF A GRAPH

D. MARCU*

The aim of this note is to suggest a very simple and efficient FORTRAN 77 program, for finding the cut-vertices of a finite given graph/digraph, without multiple edges/arcs, having as data entry the graph's number of vertices and the adjacency matrix.

The terminology of this paper follows that one of the book by Behzad, Chartrand and Lesniak-Foster [1]. Let $G = (V, E)$ be a finite graph/digraph, with V the set of vertices and E the set of edges/arcs (in the sequel, we suppose that G does not contain multiple edges/arcs, and loops are allowed).

In a digraph (directed graph), a *path* is a sequence of arcs $(e_{i_1}, e_{i_2}, \dots, e_{i_k})$, such that the terminal vertex of e_{i_j} coincides with the initial vertex of $e_{i_{j+1}}$, for $1 \leq j \leq k-1$.

In a graph (undirected graph), since we do not make the distinction between the initial vertex and the terminal vertex of an edge, a path is defined to be a sequence of edges $(e_{i_1}, e_{i_2}, \dots, e_{i_k})$, to which directions can be assigned in such a way that the sequence becomes a directed path.

In a graph (directed or undirected), two vertices are said to be *connected*, if there exists a path between them.

A graph is said to be *connected*, if every two vertices in the graph are connected, and is said to be *unconnected*, otherwise. A digraph is said to be *connected*, if the undirected graph, derived from it by ignoring the directions of arcs, is connected, and is said to be *unconnected*, otherwise. It follows that an unconnected graph/digraph consists of two or more components, each of which is a connected graph/digraph.

In a connected graph/digraph, a vertex is said to be a *cut-vertex* (*articulation point*), if the vertex can be deleted, to yield an unconnected graph-digraph.

In [2], we have suggested a very simple and efficient algorithm (this algorithm was noticed by Zykov, in [3]) for finding all the connected components (*pieces*) of a graph/digraph. Slightly modified, this algorithm was translated into FORTRAN 77, on a PDP-11 computer (the program

* Mathematician Ph. D., Bucharest Department of Telecommunications


```

*****
*
* PROGRAM—CVFG *
*
*****

```

This program (Cut — Vertices of a Finite Graph) finds all the cut — vertices of a finite given graph/digraph, without multiple edges/arcs, having as data entry :

N = the graph's number of vertices,

MA = the adjacency matrix.

Written by Dr. Danut Marcu

January 1989

```

SUBROUTINE CVG(N,MA,IC,MB,LABEL)
DIMENSION MA(N,N), IC(N), MB(N,N), LABEL (N)
NCV=0
DO 1 IS=1,N
DO 4 I=1, N
DO 4 J=1, N
4 MB(I, J)=MA(I, J)
DO 5 I=1,N
MA(IS,I)=0
5 MA(I,IS)=0
CALL GC(N,MA,IC,LABEL,NCC)
DO 6 I=1,N
DO 6 J=1,N
6 MA(I,J)=MB(I,J)
IF(NCC.EQ.2) GO TO 1
PRINT 2,IS
2 FORMAT('','* THE VERTEX',12,' IS A CUT — VERTEX *,//)
NCV=NCV+1
CONTINUE
IF(NCV.GT.0) RETURN
PRINT 3
3 FORMAT('','* THE GRAPH DOES NOT CONTAIN CUT — VERTICES *)
RETURN
END
SUBROUTINE GC(N,MA,IC,LABEL,NCC)
DIMENSION MA(N,N), IC(N),LABEL(N)
DO 1 I=1,N
LABEL(I)=0
NCC=0
K=1
11 LABEL (K)=1
NK=1
NC=0
DO 2 I=1,N

```



```

2      IC(I)=0
      IC(NK)=K
      DO 3 I=1,N
      IF(MA(I,K).EQ.1) GO TO 12
      IF(MA(K,I).EQ.1) GO TO 12
3      CONTINUE
10     IF(NK.EQ.NC) GO TO 13
      GO TO 7
12     IF(LABEL(I).EQ.1) GO TO 3
      LABEL(I)=1
      NK=NK+1
      IC(NK)=I
      GO TO 3
13     NCC=NCC+1
      DO 4 I=1,NK
4      LABEL (IC(I))=-1
      DO 5 I=1,N
      IF(LABEL(I).EQ.-1) GO TO 5
      K=1
      GO TO 11
5      CONTINUE
      RETURN
7      NS=NK
      DO 6 L=1,NS
      K=IC(L)
      DO 6 I=1,N
      IF(MA(I,K).EQ.1) GO TO 8
      IF(MA(K,I).EQ.1) GO TO 8
6      CONTINUE
      NC=NS
      GO TO 10
8      IF(LABEL(I).EQ.1) GO TO 6
      LABEL(I)=1
      NK=NK+1
      IC(NK)=I
      GO TO 6
      END
C      DRIVER - PROGRAM
C
C
C      DIMENSION MA(5,5),IC(5),MB(5,5),LABEL(5)
C
C      ...DATA ENTRY...
C
C      ACCEPT *,N
      DO 1 I=1,N
1      ACCEPT *,(MA(I,J),J=1,N)
C
C      ...CONNECTIVITY TEST...
C
C      CALL GC(N,MA,IC,LABEL,NCC)
      IF(NCC.NE.1) GO TO 2
C
C      ...BEGINNING OF CALCULUS...
C
C      CALL CVG(N,MA,IC,MB,LABEL)
C

```



```
C    ... FINISH OF CALCULUS...
C
C    STOP
C
2    PRINT **, THE GRAPH IS NOT CONNECTED **
      STOP
      END
```

CVFG, below), for finding the cut-vertices, by using the number of vertices and the adjacency matrix.

Considerable experimentations were conducted to investigate the efficiency of the program (it can be measured in terms of the computational time, required to obtain the solution). Based on this computational experience, it may be said that the program can be successfully used for large-sized graphs/digraphs, finding the desired cut-vertices in a reasonably computer memory and computational time.

REFERENCES

1. M. Behzad, G. Chartrand, L. Lesniak-Foster, Graphs and digraphs, Prindle, Weber & Schmidt, 1979.
2. D. Marcu, „On some vector spaces associated to a digraph”, Bull. Math. Soc. Sci. Math. R.S.R., 4(1983), 335—341.
3. A. A. Zykov, Bases of graph theory (in Russian), Nauka, 1987.

Determinarea punctelor de articulație ale unui graf

Scopul acestei note este de a prezenta un program FORTRAN 77, pentru determinarea punctelor de articulație ale unui graf/diagraf finit, care nu conține muchii/arce multiple.

A VERSATILE CONFIGURATION TO CONTROL THE POWER IN OPTICAL BISTABLE DEVICES

A. GH. PODOLEANU, I. F. POP*

In order to design an optical hybrid bistable device it is necessary to find a way to control its output optical power. For this purpose we propose and study an optical configuration which consists of two optical cavities coupled together through a common, partially transmitting mirror. One cavity is active and the other is passive containing the modulator. The configuration can be adapted to perform a number of different functions.

Introduction

Few years ago a number of hybrid bistable optical devices were reported.

These devices, in which the optical power out is fed back to a power controlling element as electrical signal are divided into two types: intensity modulator devices [1—6] and interferometric devices [6—9]. All these configuration are optically separated from the laser cavity.

This paper deals with a double-cavity optical configuration which is seemingly to a bistable interferometric configuration because the modulator is placed inside a passive cavity, but differ from those due to the coupling between this cavity and the active one.

This configuration allowed us to construct a bistable optical device [10] which may perform regenerative oscillations [11].

Influence of the Passive Cavity

Passive cavity coupling to the active cavity was used to maximize the output power laser [12, 13], to obtain the mode-locking behaviour [14, 15] to improve the absorption sensitivity in the spectroscopic studies [16], and also to select the modes [17].

In this paper, the passive cavity is used to control the output power of the laser (and as consequence of the bistable device). By operating on the modulator, the losses in the passive cavity are modified and as consequence the laser power too (fig. 1).

BS: beam splitter; M_1 , M_2 : active cavity mirrors; M_2 , M_3 : passive cavity mirrors; *MOD*: modulator; Σ : addition stage; *PD*: photodetector; *A*: amplifier; P_i : optical input power; P_f : optical feedback power; P_o : optical output power.

* Lecturer Ph. D.; Lecturer Ph. D., Physics Dept.

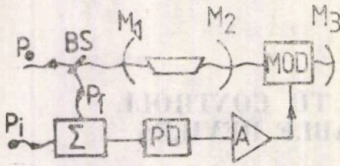


Fig. 1 — The Schematic Diagram of the Hybrid Bistable Optical Device Using Modulator Inside a Passive Cavity Coupled to the Active Cavity

With an unsaturated gain coefficient g_0 , power loss coefficient L_i and saturation parameter P_s of the active cavity, is demonstrated in [13] that output power can be written as an average over the phase range, $\pm \theta_p$:

$$P_0 = \frac{1}{2\theta_p} \int_{-\theta_p}^{\theta_p} BP_s \left[\frac{g_0}{L_i - \frac{1}{2} \ln_e R(\Phi_p)} - 1 \right] d\Phi_p \quad (1)$$

where

$$\Phi_p = \frac{2\pi}{\lambda} l_p \text{ and } \theta_p = \frac{\pi}{2} \frac{l_p}{l_a} \quad (2)$$

l_p and l_a are the lengths of the passive and active cavity respectively and B a proportionality constant.

In the case when

$$l_p < \frac{l_a}{3} \quad (3)$$

the (1) can be simplified to:

$$P_0 = BP_s \left(\frac{g_0}{L_i + L_{eff}} - 1 \right) \quad (4)$$

where

$$L_{eff} = \frac{t^2 A \left(1 - \frac{A}{2} \right)}{[1 + r(1 - A)]^2} \quad (5)$$

is the effective loss seen by the active cavity. A is the power loss introduced by a single pass through the passive cavity, t and r being mirror M_2 transmittance and reflectance (of the electric field).

Considering responsible for the power loss only the modulator characterised by the power transmission T , it results that L_{eff} has the following expression:

$$L_{eff} = \frac{1 - T^2}{2(1 + rT)^2} t^2 \quad (6)$$

Denoting:

$$P_1 = \frac{P_0}{BP_s} + 1 \quad (7)$$

and taking into account (4) and (6), one will obtain:

$$P_1 = \frac{g_0}{L_i + \frac{t^2}{2} \cdot \frac{1 - T^2(V_c)}{1 + rT(V_c)^2}} \quad (8)$$

The relation reveals the dependence of the output optical power versus voltage V_c applied on the modulator, if its characteristic is known. This expression is very useful in the theoretical analysis of the bistable optical device.

Using (4) and (6) and approximating $r \approx 1$, we have :

$$\frac{1}{P_1} \cdot \frac{dP_1}{dV} = \frac{t^2 \cdot T}{(L_c + L_{eff})(1 + T)^2} \cdot \frac{dT}{dV} \quad (9)$$

As expected, this relation puts out the fact that in order to maximize the influence of the passive cavity it is necessary to increase common mirror M_2 transmittance and to decrease the losses in the two cavity. On this purpose, the mirror M_3 must have a high reflectance and a radius of curvature equal with the radius of curvature of the wave front when it reaches mirror M_3 .

Also, the influence depends on the modulator characteristics. The most useful modulators are the electrooptic modulator with Pockel's effect having a reduced half-wave voltage, as LiNbO_3 or ADP crystal, and liquid crystal modulators based on dynamic scattering of the light, as nematic liquid crystals. These types of modulators permit transmission variations more than 80% using some ten of volts.

The representative modulation characteristic are presented in fig.2. One may notice that periodicity characteristic in fig. 2 is transmitted to $P_0(V_c)$ by means of the relation 4. In this case, the device may operate as a multistable optical device [18].

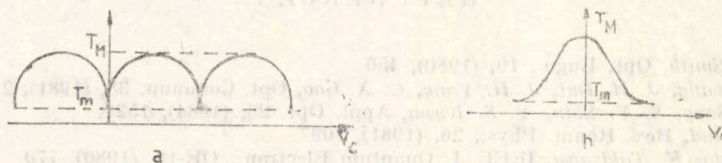


Fig. 2 — Modulator Transmission :

a) Electrooptic Crystal Modulator Placed between Two Orthogonal Polarisers ;

b) Nematic Liquid Crystal Modulator Using Light Dynamic Scattering

Analagous dependences are obtained for the $P_0(V_c)$.

Linking the passive cavity to the extremity of a 0.5 mW HeNe laser, where higher transmissivity mirror is placed, and using a liquid crystal Merck 7A type, we obtained the power laser dependence presented in the fig. 3.

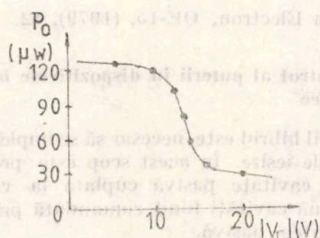


Fig. 3 — Two Cavity Laser Power Dependence Versus Applied Voltage on the Liquid Crystal Modulator

Controlling the liquid crystal by an appropriate electronical feedback, different conditions of operation were performed: SR bistable device, Schmidt trigger, regenerative oscillator and monostable pulse generator.

Taking into account the strong influence of the passive cavity to the active cavity mode structure, one can notice that the coherence time, the photon statistics, the output signal modes number are different in the two stable states of the device. Thus, one can represent a hysteresis cycle for one of these measures versus input intensity analogous to that for the output optical power.

Conclusions

The double cavity optical configuration presented in this paper is very easy to implement in practise. Although it seems to be like internal modulation configuration its implementation doesn't require active cavity perturbation.

Also, this configuration is suitable recommended for liquid crystal modulator [3, 10] because it assures a reduced divergence of the output beam in both stable states of the optical bistable device.

As it was demonstrated, the configuration can be adapted to perform a number of different functions.

REFERENCES

1. P. W. Smith, *Opt. Engn.*, 19, (1980), 456.
2. H. J. Zhang, J. H. Dai, J. H. Yang, C. X. Gao, *Opt. Commun.* 38, (1981), 21.
3. J. W. Song, S. Y. Shin, Y. S. Kwon, *Appl. Opt.* 23, (1984), 1521.
4. V. I. Vlad, *Rev. Roum. Phys.*, 26, (1981), 1097.
5. M. Okada, K. Takizawa, *IEEE J. Quantum Electron.*, QE-16, (1980), 770.
6. S. A. Collins Jr., K. C. Wasmundt, *Opt. Engn.* 19, 4, (1980), 478.
7. P. W. Smith, E. H. Turner, *Appl. Phys. Lett.* 30, (1977), 280.
8. A. E. Kaplan, P. Meystre, *Opt. Commun.*, 40, (1982), 229.
9. S. L. Mc. Call, *Appl. Phys. Lett.*, 32, (1982), 284.
10. A. Gh. Podoleanu, I. M. Popescu, M. A. Dumitru, C. L. Plosceanu, *Opt. Commun.*, 54, 6, (1985), 358.
11. A. Gh. Podoleanu, I. M. Popescu, *Bul. I.P.B., Seria Electronică*, tom LI, p. 21 (1989)
12. I. M. Yarborough, J. Falk, C. B. Hitz, *Appl. Phys. Lett.*, 18, (1971), 70.
13. Y. C. See, S. Guha, J. Falk, *Appl. Opt.*, 20, (1981), 1211.
14. L. B. Allen, R. R. Rice, R. F. Mathews, *Appl. Phys. Lett.* 15, (1969), 416.
15. A. Gh. Podoleanu, Doctorat Tesis, Bucharest Polyt. Inst. (1985).
16. T. G. Kyle, B. G. Schuster, *Appl. Opt.*, 17, (1978), 2659.
17. P. W. Smith, *Proc. IEEE* 60, (1972), 472.
18. M. Okada, K. Takizawa, *IEEE J. Quantum Electron.*, QE-15, (1979), 82.

Configurație versatilă de control al puterii în dispozitivele bistabile optice

Pentru a realiza un dispozitiv optic bistabil hibrid este necesar să se implementeze o modalitate de control a puterii optice de ieșire. În acest scop este propusă și studiată o configurație constând dintr-o cavitate pasivă cuplată la cavitatea activă laser, reacția optică dintre cele două cavități fiind comandată prin intermediul unui modulator plasat în cavitatea pasivă.

ALGORITM PENTRU REGIMUL TERMIC AL BARELOR CAPSULATE

G. HORTOPAN *

S-a stabilit un algoritm pentru determinarea temperaturilor ecranului și a conductoarelor active din sistemele capsulate de transfer de energie.

Ecuatiile finale sînt neliniare, iar rezolvarea lor se efectuează iterativ. Algoritmul este valorificat pe baza unui exemplu numeric de calcul.

S-au elaborat relații de calcul pentru puterile dezvoltate în diferite tipuri constructive de ecrane, ca și o metodă experimentală pentru determinarea puterii dezvoltate în ecran.

Datele experimentale concordă cu rezultatele obținute prin calcul.

Barele capsulate se construiesc în mai multe variante, în funcție de puterea transferată, de tensiunea nominală, de tehnologia de exploatare. Oricare ar fi aceste variante, elementele comune rămîn următoarele :

- a) Dezvoltarea de putere în conductorul activ parcurs de curent ;
- b) Transferul de putere de la bara activă la ecran (anvelopă) printr-un gaz (aer sau SF_2) ;
- c) Dezvoltarea de putere în ecran ;
- d) Transferul de putere de la ecran la mediul ambiant.

În literatură există lucrări [1, 2, 3, 6, 7] în care se prezintă metode de evaluare a unor puteri dezvoltate, dar în care nu se arată modul de calculare a temperaturilor conductorului central și a ecranului. În lucrarea de față autorul își propune ca, pe baza unui model fizic, să ofere posibilitatea de a calcula temperatura conductorului activ și temperatura ecranului în regim permanent de funcționare. De asemenea, se fac referiri la evaluarea puterilor dezvoltate în conductorul central și mai ales în ecran, în funcție de construcția barelor capsulate. În acest sens, de mare importanță este a se cunoaște modul de tratare a extremităților ecranului ca și modul de conectare la pămînt a ecranului.

1. Modelul fizic

În figura 1 este prezentat modelul fizic al unui sistem capsulat de bare, cu următoarele notații :

P_1 — puterea dezvoltată în bara activă sau în sistemul trifazat de bare active, după cum ne referim la un sistem capsulat monofazat sau trifazat. Această putere se dezvoltă datorită

* Prof. dr. ing., catedra Măsurî și aparate electrice

tregerii curentului în regim normal de exploatare. La evaluarea acestei puteri se ține seama de efectul pelicular și de eventualele rezistențe de contact rezultate din asamblarea conductoarelor;

- P_2 — puterea dezvoltată în ecran. Această putere se dezvoltă datorită curenților turbionari, avînd în vedere că ecranul se află în cîmpul magnetic variabil al conductoarelor ac-

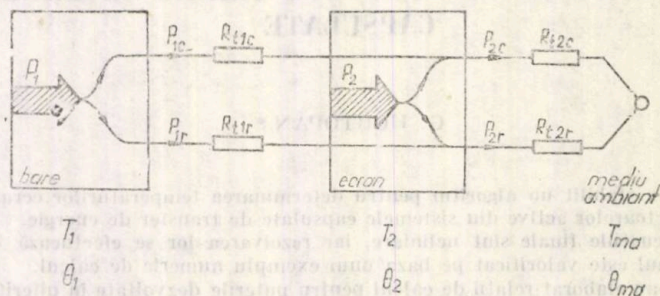


Fig. 1 — Modelul fizic al regimului termic permanent pentru un sistem capsulat de bare

tive, ca și în cîmpul magnetic rezidual al fazelor vecine. În cazul sistemelor cu ecran pe fiecare fază și cu scurtcircuit, tarea ecranelor la ambele extremități, se mai dezvoltă puterea, prin efect Joule, datorită curentului de circulație care practic are aceeași valoare efectivă ca și curentul din conductorul activ;

- P_{1c} — puterea transferată de la bara activă la ecran, prin conducție și convecție și care traversează rezistența termică R_{11c} ;
- P_{1r} — puterea transferată de la bara activă la ecran, prin radiație și care traversează rezistența termică R_{11r} ;
- P_{2c} — puterea transferată de ecran, prin conducție și convecție și care traversează rezistența termică R_{12c} ;
- P_{2r} — puterea cedată de ecran mediului ambiant prin radiație și care traversează rezistența termică R_{12r} ;
- P_t — puterea transferată de ecran mediului ambiant;
- θ_1 — temperatura barei active în $^{\circ}\text{C}$;
- T_1 — temperatura absolută a barei active în $^{\circ}\text{K}$;
- θ_2 — temperatura ecranului în $^{\circ}\text{C}$;
- T_2 — temperatura absolută a ecranului în $^{\circ}\text{K}$;
- θ_{ma} — temperatura mediului ambiant în $^{\circ}\text{C}$;
- T_{ma} — temperatura absolută a mediului ambiant în $^{\circ}\text{K}$.

Se observă următoarele relații, pentru unitatea de lungime a conductorului activ și a ecranului;

$$P_1 = (P_{1c} + P_{1r}) \cdot \text{W/m} \quad (1)$$

$$P_t = (P_1 + P_2) \cdot \text{W/m} \quad (2)$$

2. Transmisivitatea α și temperatura θ_2 a ecranului în regim permanent

Pentru temperaturi pînă la 200°C ale ecranului este posibil să se determine [4, 5] o transmisivitate globală $\alpha \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$, care să includă atât convecția cît și radiația. Într-adevăr, puterea transferată prin radiație este de forma :

$$P_{2r} = Ke_t(T_2^4 - T_{ma}^4) = Ke_t[(T_{ma} + T)^4 - T_{ma}^4] \cdot \frac{W}{\text{m}^2} \quad (3)$$

unde s-a notat :

$K = 5,6697 \cdot 10^{-8} \text{ W}/\text{m}^2\text{K}^4$ — constanta Stefan-Boltzmann

e_t — emisivitatea totală a ecranului

După dezvoltarea parantezei din relația (1) și aproximarea printr-o curbă a relației (3) se poate scrie :

$$P_{2r} = 2,65 Ke_t T_{ma}^3 \Delta T^{1,2}, \text{ W}/\text{m}^2 \quad (4)$$

adică puterea radiată este în funcție de temperatura T_2 și de diferența de temperatură ΔT între temperatura ecranului și temperatura mediului ambiant. Puterea transferată prin convecție (vezi anexa 1 și [5]) este de forma :

$$P_{2c} = \alpha_c \Delta T = \frac{\lambda Nu}{d_c} = \frac{\lambda \cdot 0,9 (Gr \cdot Pr)^{0,2}}{d_c} \text{ W}/\text{m}^2 \quad (5)$$

cu notațiile suplimentare :

α_c — transmisivitatea prin convecție liberă;

$Nu = 0,9 (Gr \cdot Pr)^{0,2}$ — numărul Nusselt;

$Gr = \frac{\rho^2 d_c^3 \beta_c \Delta T}{\mu_2}$ — numărul Grashof;

$Pr = \frac{\mu c_p}{\lambda}$ — numărul Prandtl;

ρ — masa specifică a fluidului în kg/m^3 ;

β — coeficientul de dilatare a fluidului la presiune constantă ($\approx 1/T$);

μ — vîscozitatea dinamică (Poisseeuille), în $\text{N s}/\text{m}^2$;

g — accelerația gravitațională, $g = 9,80665 \text{ m}/\text{s}^2$;

c_p — căldura specifică masică a fluidului, sub presiune constantă, în $\text{W s}/(\text{kg} \cdot \text{K})$;

λ — conductivitatea termică a fluidului, în $\text{W}/(\text{m} \cdot \text{K})$;

α_c — transmisivitatea prin convecție, în $\text{W}/(\text{m}^2\text{K})$;

d_c — dimensiunea caracteristică, în m.

Din relațiile (4) și (5) rezultă transmisivitatea globală [5] :

$$\alpha = \frac{P_{2c} + P_{2r}}{\Delta T} = \frac{M}{\Delta T} = \left[2,65 Ke_t T_{ma}^3 + 0,9 \left(\frac{\lambda^4 c_p \rho^2 \beta g}{d_c^2} \right)^{0,2} \right] \Delta T^{0,2} \cdot \frac{W}{\text{m}^2\text{K}} \quad (6)$$

În mod prescurtat relația (6) se scrie sub forma :

$$\alpha = M \Delta T^{0,2} \quad (7)$$

Puterea disipată de 1 m² de ecran este :

$$P_A = \frac{P_t}{\pi D} = \frac{P_1 + P_2}{\pi D} = \alpha \Delta T = P_{2c} + P_{2r} \quad (8)$$

unde A este aria unui m lungime de ecran, iar D este diametrul exterior al ecranului.

Din relațiile (7) și (8) se obține transmisivitatea globală prin convecție și radiație ;

$$\alpha = \sqrt[1,2]{M \cdot P_A^{0,2}} \quad (9)$$

și apoi diferența de temperatură între temperatura ecranului și a mediului ambiant :

$$\Delta T = \theta_2 - \theta_{ma} = \frac{P_A}{\alpha} \quad (10)$$

sau temperatura ecranului :

$$\theta_2 = \theta_{ma} + \Delta T \quad (11)$$

Recomandările CEI — Publicația 517 prevăd pentru ecran (anvelopă) o diferență de temperatură maximă $\Delta T = 30$ K. Programul de calcul se poate iniția admitînd drept temperatură a ecranului $\theta_2 = 40 + 30 = 70^\circ\text{C}$ și deci $\theta_{ma} = 40^\circ\text{C}$, temperatură la care se consideră parametrii aerului.

3. Temperatura barei active în regim permanent

În vederea determinării temperaturii conductorului activ în regim permanent se vor evalua în mod separat puterile transferate (prin conducție și convecție, pe de o parte, și prin radiație, pe de altă parte) de la conductorul activ la ecran.

Puterea transferată prin conducție și convecție de la conductorul (sau conductoarele active) la ecran este de forma [1] :

$$P_{1c} = (T_1 - T_2)^{1,2} 2\pi\lambda_g \cdot 0,4 \left[\frac{\rho_g(r_2 - r_1)^3}{\mu_g} \cdot Pr_g \right]^{0,2} / \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (12)$$

unde s-a notat r_2 raza internă a ecranului și r_1 raza externă a conductorului activ sau a cercului pe care sînt dispuse conductoarele active în cazul sistemului trifazat cu o singură anvelopă.

Pentru gazul SF_6 la temperatura medie de 70°C și presiunea de aproximativ 3,5 bar (50 psig), relația (12) ia forma :

$$P_{1c} = \frac{5,9444 (T_1 - a)^{1,2} (r_2 - r_1)^{0,6}}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \cdot W \quad (13)$$

Parametrii λ , ρ , μ , Pr se referă la simbolurile generale folosite în relația (6), iar indicele g este adăugat, în relația (12), pentru a indica gazul existent între conductorul activ și ecran. Dimensiunea caracteristică $d_c = r_2 - r_1$. Relațiile (12) sau (13) se evaluează numeric și capătă forma :

$$P_{1c} = (T_1^4 - a^4)^{1,2} \cdot b \quad (14)$$

unde $a = T_2$, temperatura absolută a ecranului.

$$b = 2 \cdot g \cdot \frac{(r_2 - r_1)^3 P r_g^{0,2}}{g} \cdot \frac{1}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \quad (15)$$

în cazul aplicării relației (12) și

$$b = \frac{5,9444 (r_2 - r_1)^{0,6}}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \quad (16)$$

în cazul aplicării relației (13).

Puterea transferată prin radiație de la bara centrală la anvelopă este dată de relația :

$$P_{1r} = \frac{2r_1 \cdot K \cdot (T_1^4 - T_2^4)}{\frac{1}{e_{t1}} + \left(\frac{1}{e_{t2}} - 1 \right) \frac{r_1}{r_2}} \cdot W \quad (17)$$

unde s-a notat :

e_{t1} — emisivitatea totală a conductorului central, la exteriorul lui;

e_{t2} — emisivitatea totală a suprafeței interioare a ecranului;

$K = 5,69697 \cdot 10^{-8} \text{ W/m}^2\text{K}^4$, constanta Stefan-Boltzmann.

Evaluarea numerică a relației (17) conduce la o expresie de forma :

$$P_{1r} = c(T_1^4 - a^4) \quad (18)$$

unde :

$$C = \frac{2\pi r_1 \cdot K}{\frac{1}{e_{t1}} + \left(\frac{1}{e_{t2}} - 1 \right) \frac{r_1}{r_2}} \quad (19)$$

Se revine asupra relației (2) și se folosesc relațiile (14) și (18). Se obține astfel :

$$b \cdot (T_1 - a)^{1,2} + c(T_1^4 - a^4) = P_1 \quad (20)$$

Ecuatia (20) se rezolvă numeric prin iterații, obținându-se astfel temperatura T_1 , a conductorului activ, din care rezultă :

$$\theta_1 = (T_1 - 273)^\circ\text{C} \quad (21)$$

4. Evaluarea puterilor dezvoltate

Soluția constructivă a sistemului capsulat de bare determină puterile dezvoltate prin efect Joule și prin curenți turbionari în barele active și în ecran (anvelopă).

4.1. Bare capsulate izolate în SF_6 , în execuție monofazată

La această soluție constructivă se prevede conectarea la pământ a ecranului într-un singur punct. Dacă barele se confecționează din mai multe tronsoane, fiecare tronson se conectează la pământ, dar ecranele sînt izolate între ele, astfel încît să se elimine curenții de circulație, ca în fig. 2.

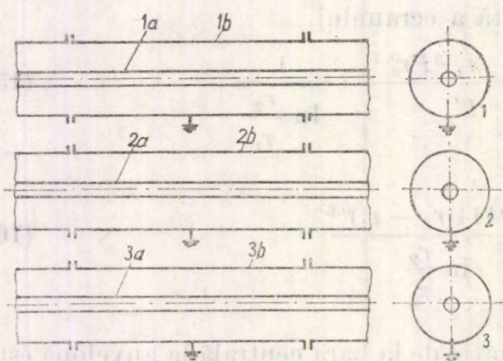


Fig. 2 — Bare capsulate în execuție monofazată cu ecrane izolate

4.1.1. Puterea dezvoltată de conductorul activ

Această putere se calculează cu relația :

$$P_1 = k_a \cdot R \cdot I_n^2 = k_a \cdot \rho \cdot \frac{1}{A} \cdot I_n^2 = k_a \cdot \rho_{20} \cdot (1 + \alpha_T \theta) \cdot \frac{1}{A} \cdot I_n^2 \cdot W \quad (22)$$

unde s-a notat :

- k_a — factorul de majorare a rezistenței electrice prin efect pelicular;
- ρ_{20} — rezistivitatea materialului (aluminiiu) la temperatura de funcționare;
- θ — supratemperatura conductorului activ;
- I_n — intensitatea curentului nominal, care trece prin conductor;
- A — aria secțiunii transversale a conductorului activ.

Factorul k_a de majorare a rezistenței electrice pentru conductorul cilindric tubular se calculează cu relația [5]:

$$k_a = \frac{\sqrt{\omega \mu \sigma \cdot (r_e^2 - r_i^2)}}{2r_e} \cdot \frac{A_1 \cdot C + B_1 D}{C^2 + D^2} \quad (23)$$

cu notațiile :

- r_e, r_i — razele exterioară și interioară ale conductorului activ;
- $\omega = 2\pi f$ — pulsația curentului electric;

$\mu = \mu_0 \mu_r$ — permeabilitatea materialului (în mod normal A1);
 σ — conductivitatea electrică a materialului la temperatura de funcționare.

$$A_1 = -\operatorname{bei}'z_i \ker z_e - \operatorname{ber}'z_i \operatorname{kei} z_e + \operatorname{kei}'z_i \operatorname{ber} z_e + \ker'z_i \operatorname{bei} z_e$$

$$B_1 = \operatorname{ber}'z_i \ker z_e - \operatorname{bei}'z_i \operatorname{kei} z_e - \ker'z_i \operatorname{ber} z_e + \operatorname{kei}'z_i \operatorname{bei} z_e \quad (24)$$

$$C = \operatorname{ber}'z_i \ker'z_e - \operatorname{bei}'z_i \operatorname{kei}'z_e - \ker'z_i \operatorname{ber}'z_e + \operatorname{kei}'z_i \operatorname{bei}'z_e$$

$$D = \operatorname{bei}'z_i \ker'z_e + \operatorname{ber}'z_i \operatorname{kei}'z_e - \operatorname{kei}'z_i \operatorname{ber}'z_e - \ker'z_i \operatorname{bei}'z_e$$

Factorul k_a de majorare a rezistenței electrice pentru conductorul cilindric plin se calculează cu relația [5]:

$$k_a = \frac{\sqrt{\omega \mu \sigma} \cdot r_e}{2} \cdot \frac{\operatorname{ber} z_e \operatorname{bei}'z - \operatorname{bei} z_e \operatorname{ber}'z}{(\operatorname{ber}'z_e)^2 + (\operatorname{bei}'z_e)^2} \quad (25)$$

unde r_e este raza exterioară a conductorului plin.

4.1.2. Puterea dezvoltată în ecran de curenții turbionari

Curenții turbionari în ecran sînt produși de cîmpul magnetic variabil creat de curentul din conductorul activ (central) și cîmpurile magnetice reziduale ale fazelor vecine. Calcule detaliate arată că, pentru construcții uzuale, cîmpurile magnetice reziduale ale fazelor vecine nu dezvoltă o putere semnificativă, prin curenții turbionari din ecran. Ca urmare, puterea dezvoltată în ecran se va calcula numai pentru efectul curenților turbionari produși, în ecran, de cîmpul magnetic armonic al conductorului central, ca în fig. 3.

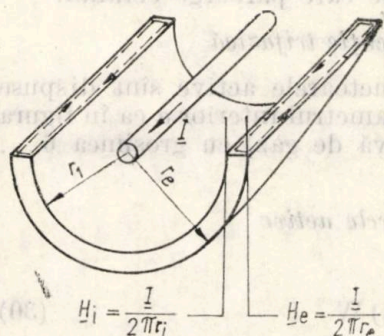


Fig. 3 — Distribuția relativă a curenților turbionari în ecran (execuție monofază)

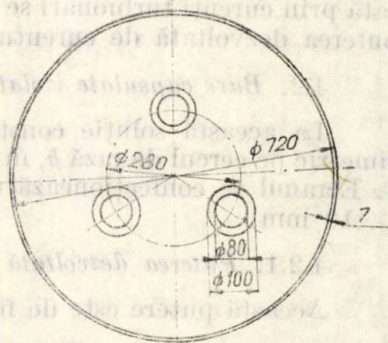


Fig. 4 — Bare capsulate în execuție trifază

Astfel, puterea dezvoltată în ecran este de forma :

$$P_2 = \int_V J^2 dV = 2\pi \rho \int_{r_e}^{r_i} J^2 \cdot r \cdot dr \cdot W \quad (26)$$

sau prin discretizare :

$$P_2 = 2\pi \rho \Delta r \left[\frac{1}{2} J_0^2 r_0 + J_1^2 r_1 + \dots + J_{n-1}^2 \cdot r_{n-1} + \frac{1}{2} J_n^2 \cdot r_n \right] \cdot W \quad (27)$$

unde Δr este pasul de discretizare, $r_0 = r_i$ și $r_n = r_e$.

Valoarea efectivă J a densității de curent se calculează cu relația :

$$J = \frac{I\sqrt{p}}{2\pi r_e r_i} \sqrt{\frac{x^2 + y^2}{\alpha_1^2 + \beta_1^2}} \cdot \frac{A}{m^2} \quad (28)$$

cu notațiile :

$$\alpha_1 = ber'a \ ker'b - bei'a \ kei'b - ker'a \ ber'b + kei'a \ bei'b$$

$$\beta_1 = bei'a \ ker'b + ber'a \ kei'b - kei'a \ ber'b - ker'a \ bei'b$$

$$x = d \cdot ber \sqrt{p} \cdot r - f \cdot bei \sqrt{p} \cdot r + g \cdot ker \sqrt{p} \cdot r - h \cdot kei \sqrt{p} \cdot r$$

$$y = f \cdot ber \sqrt{p} \cdot r + d \cdot bei \sqrt{p} \cdot r + h \cdot ker \sqrt{p} \cdot r + g \cdot kei \sqrt{p} \cdot r \sqrt{\omega \mu \sigma} = \sqrt{p}$$

$$a = \sqrt{p} \cdot r_i$$

$$b = \sqrt{p} \cdot r_e$$

$$d = r_e ker'b - r_i ker'a$$

$$f = r_e kei'b - r_i kei'a \quad (29)$$

$$g = r_i ber'a - r_e ber'b$$

$$h = r_i bei'a - r_e bei'b$$

Dacă ecranele sînt scurtcircuitate la extremități, la puterea dezvoltată prin curenți turbionari se însumează, la nivelul densității de curent, puterea dezvoltată de curentul de circulație care parcurge ecranul.

4.2. Bare capsulate izolate în SF₂, execuție trifazică

La această soluție constructivă conductoarele active sînt dispuse simetric pe cercul de rază b , în ecranul cu diametrul interior a ca în figura 4. Ecranul se confecționează din oțel (țeavă de gaz) cu grosimea 6...10 mm.

4.2.1. Puterea dezvoltată de conductoarele active

Această putere este de forma :

$$P_1 = 3 I_n^2 (k_a R + R_e) W \quad (30)$$

unde s-a notat :

I_n — curentul nominal

k_a — factorul de majorare a rezistenței prin efect pelicular

R — rezistența electrică pe unitatea de lungime a unui conductor activ;
 R_c — rezistența de contact (dacă există) raportată la unitatea de lungime.

4.2.2. Puterea dezvoltată în ecranul comun

Evaluarea prin calcul a puterii dezvoltate în ecranul comun este posibilă dacă se admit ipoteze simplificatoare cum sînt:

- ecranul este feromagnetic, cu adîncimea de pătrundere mai mică decît grosimea peretelui;
- neglijarea pierderilor prin histerezis;
- considerarea conductoarelor active ca fiind filiforme.

În aceste ipoteze pierderile se calculează [5] cu relația:

$$P = \frac{4 \rho I^2 \sqrt{\omega \mu \sigma}}{a} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{b}{a} \right)^{2n} \frac{kei_n(\sqrt{p} \cdot a) ker'_n(\sqrt{p} \cdot a) - ker_n(\sqrt{p} \cdot a) kei'_n(\sqrt{p} \cdot a)}{q^2 + s^2} x \left[\left(1 - \cos n \frac{2\pi}{3} \right)^2 + 3 \sin^2 \frac{2\pi}{3} \right] \frac{W}{m} \quad (31)$$

$$q = kei_{n+1}(\sqrt{p} \cdot a)(1 - \mu_r) - kei_{n+1}(\sqrt{p} \cdot a)(1 + \mu_r) \quad (32)$$

$$s = ker_{n+1}(\sqrt{p} \cdot a)(1 + \mu) - ker_{n-1}(\sqrt{p} \cdot a)(1 - \mu_r) \quad (33)$$

Notă

Rezolvarea temei în cazul peretelui subțire, adică pentru $g < \delta$, este prezentată în lucrarea [5].

Informații privind transmisivitatea α , la diametre mari ale ecranului, sînt date în anexa 1. Comentarii asupra permeabilității oțelului din care se construiește ecranul unui sistem de execuție trifazată sînt date în anexa 2. Așezarea sistemelor de bare ecranate în pămînt atrage după sine o sensibilă reducere a puterii transmise față de puterea transmisă la așezarea în aer [14, 15, 16].

4.2.3. Metodă de măsurare a pierderilor în ecranul comun

Principiul metodei de determinare experimentală a puterii dezvoltate de ecran, în regim adiabatic, constă în următoarele: Se constituie un segment de instalație cu o lungime l sensibil mai mare decît diametrul $\emptyset$ al ecranului, de exemplu $l = (5 \dots 10) \emptyset$. Se trece prin conductoarele active un curent egal cu cel nominal, pe o durată Δt relativ mică, spre exemplu $\Delta t = 80 \dots 180$ s, astfel încît regimul termic al ecranului să fie considerat adiabatic. Se măsoară creșterea de temperatură $\Delta \theta$ a ecranului, datorită curenților turbionari dezvoltați în ecran, în intervalul de timp Δt . Puterea P_2 W/m dezvoltată de ecran se evaluează cu relația:

$$P_2 = \frac{c_1 V \Delta \theta}{\Delta t} \quad (34)$$

cu notațiile:

c_1 — căldura specifică volumică a materialului de ecran;

V — volumul ecranului pe lungimea de 1 m.

Măsurarea creșterii de temperatură $\Delta\theta$ s-a efectuat de autor cu ajutorul instalației schematizate în figura 6. S-a folosit un montaj diferențial cu ajutorul căruia se măsoară diferența de temperatură între temperatura ecranului și temperatura mediului ambiant. Termocuplul 1 este plasat în ecran, iar termocuplul 2 în temperatura mediului ambiant. Sudurile reci ale ambelor termocuple se află într-un vas Dewar la temperatura de topire a gheții. Amplificatorul operațional AD 235 amplifică semnalul util. Un milivoltmetru electronic măsoară tensiunea de ieșire din amplificator.

5. Calculație

Pentru sistemul de bare trifazat cu ecran comun, prezentat în figura 4, cu $a = 0,353$ m, $n = 0,14$ m, $I = 2000$ A, se cere să se calculeze regimul termic, adică să se determine temperaturile ecranului comun și al conductoarelor active. În acest scop se urmărește algoritmul de la para-grafele 1, 2, 3 cu notațiile corespunzătoare.

Puterea P_1 dezvoltată în cele trei conductoare active este :

$$P_1 = 3 \cdot k_a 20(1 + \alpha_r \theta) \frac{I_n^2}{\pi(r_e^2 - r_i^2)} = 3 \cdot 1,019757 \cdot 0,029 \cdot 10^{-6}(1 +$$

$$+ 4,2 \cdot 10^{-3} \cdot 85) \frac{2000^2}{(0,05^2 - 0,04^2)}$$

$$P_1 = 170,319 \text{ W/m}$$

S-a admis că temperatura mediului ambiant este $\theta_{ma} = 40^\circ\text{C}$ și supratemperatura conductorului activ este 65°C . Rezistivitatea $0,29 \cdot 10^{-9}$ pentru aluminiu este dată la temperatura 20°C . Factorul k_a de majorare a rezistenței s-a calculat cu relația (23).

Puterea P_2 dezvoltată în ecran s-a calculat cu relația (31) pentru $\rho = 0,25 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega\text{m}$ și $\mu_r = 200$ a rezultat :

$$P_2 = 78,65 \text{ W/m}$$

Puterea P_1 transferată de 1 m^2 de ecran este :

$$P_A = \frac{P_1 + P_2}{\pi D \cdot 1} = \frac{170,319 + 78,65}{\pi 0,72 \cdot 1} = 110,06 \text{ W/m}^2$$

Factorul M din relația (6) are valoarea :

$$M = 2,65 \cdot 5,6697 \cdot 10^{-8} \cdot 0,61 \cdot 313^3 +$$

$$+ 0,9 \left(\frac{0,02714 \cdot 1010 \cdot 1,128^2 \cdot 0,003191 \cdot 9,81}{0,72^2 \cdot 19,07 \cdot 10^{-6}} \right)^{0,2}$$

$$M = 3,8674$$

La calculul factorului M s-a admis $T_{ma} = 273 + 40 = 313 \text{ K}$. Datele fizice pentru aer se iau din diagramele figurii 5.

Transmisivitatea α de la ecran la mediul ambiant (relația

$$\alpha = \sqrt[1,2]{3,8674 \cdot 110,06^{0,2}} = 6,757 \text{ W/m}^2\text{K}$$

Supratemperatura ecranului după relația (10)

$$\Delta T = \frac{P_A}{\alpha} = \frac{110,06}{6,757} = 16,28 \text{ K}$$

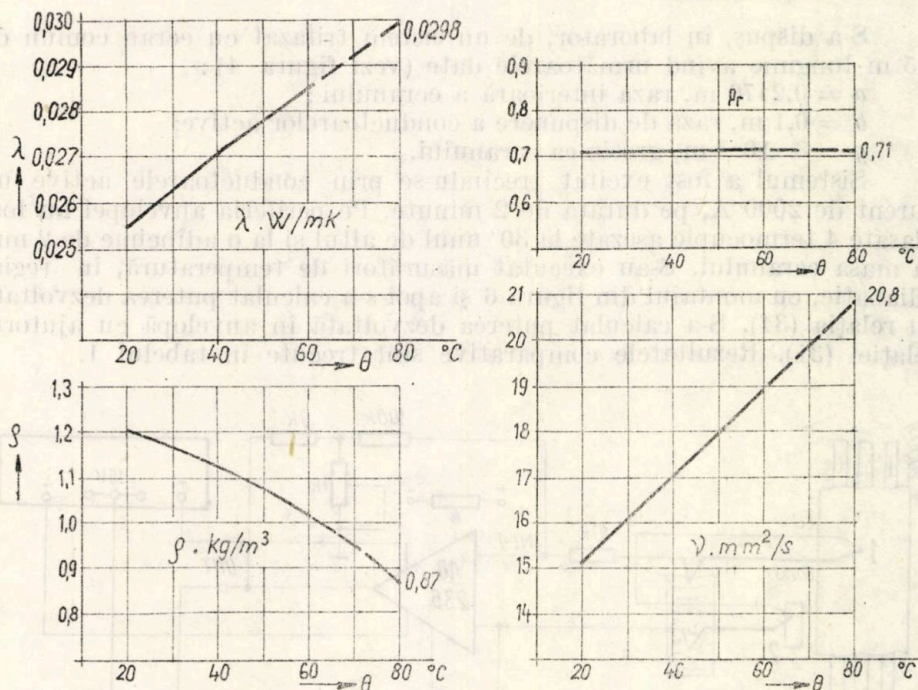


Fig. 5 — Unele proprietăți ale aerului λ , W/m K — conductivitatea termică; ρ kg/m³ — densitatea; ν mm²/s — viscozitatea cinematică (viscozitatea cinematică $\nu = \mu/\rho$); $c_p = 1,01$ kJ/(kg.k)

Temperatura ecranului

$$\theta_2 = \theta_{ma} + \Delta T = 40 + 16,28 = 56,28^\circ\text{C}$$

Factorul b din relația (16):

$$b = \frac{5,9944 (0,333 - 0,140)^{0,6}}{\ln \frac{0,353}{0,140}} = 2,5414$$

Factorul c din relația (19):

$$c = \frac{2 \cdot 0,14 \cdot 5,6697 \cdot 10^{-8}}{\frac{1}{0,9} + \left(\frac{1}{0,9} - 1 \right) \frac{0,14}{0,353}} = 4,3173 \cdot 10^{-3}$$

Ecuatia (20) care urmează a fi rezolvată numeric și unde $a = T_2 = 273 + \theta_{ma} + T = 329,28 \text{ K}$:

$$2,5414(T_1 - 329,28)^{1,2} + 4,3173 \cdot 10^{-8} (T_1^4 - 329,28^4) = 170,219$$

Rezultă $T_1 = 344,75 \text{ K}$ și temperatura barelor active;

$$\theta_1 = T_1 - 273 = 344,75 - 273 = 71,75^\circ\text{C}$$

6. Experimental

S-a dispus, în laborator, de un sistem trifazat cu ecran comun de 3,5 m lungime avînd următoarele date (vezi figura 4):

$a = 0,2476 \text{ m}$, raza interioară a ecranului;

$b = 0,1 \text{ m}$, raza de dispunere a conductoarelor active;

$g = 8 \cdot 10^{-3} \text{ m}$, grosimea ecranului.

Sistemul a fost excitat trecîndu-se prin conductoarele active un curent de 2000 A, pe durata de 2 minute. Pe periferia anvelopei au fost plasate 4 termocuple așezate la 30° unul de altul și la o adîncime de 2 mm în masa ecranului. S-au executat măsurători de temperatură, în regim adiabatic, cu montajul din figura 6 și apoi s-a calculat puterea dezvoltată cu relația (34). S-a calculat puterea dezvoltată în anvelopă cu ajutorul relației (31). Rezultatele comparative sînt trecute în tabelul 1.

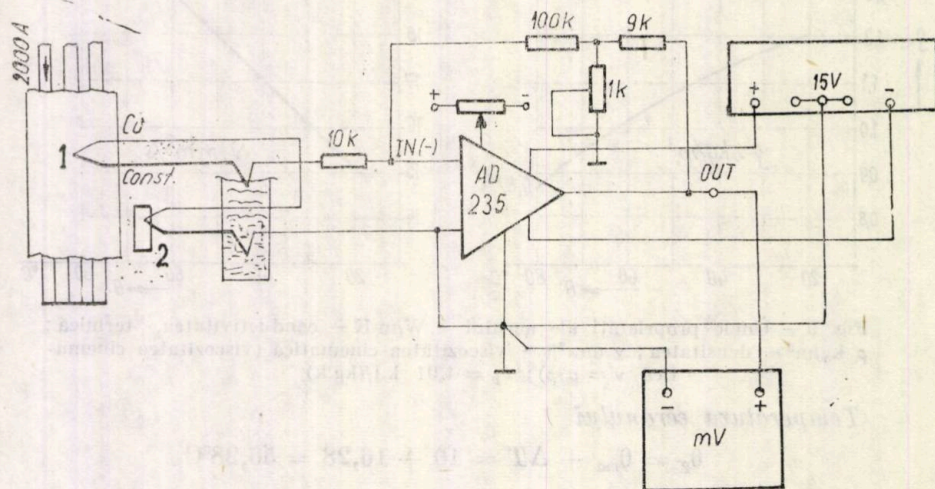


Fig. 6 — Relativ la măsurarea pierderilor în regim adiabatic

Tabelul 1

Puterea dezvoltată în ecran la excitația cu $I = 2000 \text{ A}$

Prin calcul cu relația (31)	115,5 W/m	$\rho = 1,5 \cdot 10^{-7} \Omega\text{m}$
	102,8 W/m	$\mu_r = 200$
		$\rho = 3,5 \cdot 10^{-7} \Omega\text{m}$
		$\mu_r = 500$
Experimental și relația (34)	94,42...102,93 W/m	$\rho = 1,810^{-7} \text{ m}$
		$\mu_1 = ?$

7. Concluzii

S-a stabilit un algoritm pentru determinarea temperaturilor ecranului și a conductoarelor active din sistemele capsulate de transfer de energie. Ecuațiile finale sînt nelineare iar rezolvarea lor se efectuează iterativ. Algoritmul este valorificat pe baza unui exemplu numeric de calcul. S-au elaborat relații de calcul pentru puterile dezvoltate în diferite tipuri constructive de ecrane ca și o metodă experimentală pentru determinarea puterii dezvoltate în ecran. Datele experimentale concordă cu rezultatele obținute prin calcul.

ANEXA 1

Transmisivitatea α_c la diametre mari

Ne referim la regimul de scurgere laminar (deci neturbulent) și precizăm că experiențele efectuate pentru determinarea transmisivității α , prin convecție, se bazează pe relația lui Nusselt [10]:

$$\alpha_c = \frac{\lambda}{d_c} \cdot \frac{Nu}{m^2 \cdot K} \quad (35)$$

dar aceste experiențe nu au fost efectuate pentru conductoare cu diametre mari, de exemplu $d = 1 \dots 2$ m. Dar actualele construcții de bare capsulate monofazat includ, spre exemplificare, diametrele pentru ecrane:

$d_c = 1,854$ m, în execuția monofazată la 21 kA, 24 kV, cu izolația aer;

$d_c = 0,720$ m, în execuție trifazată la 2 kA, 123 kV, cu izolație SF₆;

$d_c = 1,016$ m, în execuție trifazată la 4 kA, 420 kV, cu izolație SF₆.

Unele lucrări din literatură semnalează limite de valabilitate privind determinarea transmisivității α , după cum urmează:

După Kussy [9]:

$$\alpha_c = 0,435 \frac{\lambda}{d_c}, \text{ pentru diametre } d_c \text{ mici} \quad (36)$$

$$\alpha_c = 0,468 \frac{\lambda}{d_c} Gr_r^{0,25} \text{ pentru diametre } d \text{ mari} \quad (37)$$

După Kesselring [10] se folosește relația (35) în care numărul Nusselt are expresia:

$$Nu = 0,9 (Gr.Pr)^{0,2} \quad (38)$$

cu notațiile specificate pentru relația (6)

După Doecken [1] transferul de căldură prin conducție termică, după transcrierea relației originale în sistemul de măsură SI, este de forma:

$$P_c = 0,5886 \frac{\lambda}{d_c} (Gr.Pr)^{0,25} \Delta T \frac{W}{m^2 K} \quad (39)$$

sau ținînd seama de relația (35):

$$Nu = 0,5886 (Gr.Pr)^{0,25} \quad (40)$$

sau:

$$\alpha_c = 0,5886 \frac{\lambda}{d_c} (Gr.Pr)^{0,25} \frac{W}{m^2 K} \quad (41)$$

În figura 5 sînt trasate diagramele pentru proprietățile aerului necesare la calcularea numerelor Nu , Gr și Pr ca și pentru conductivitatea λ .

ANEXA 2

Permeabilitatea relativă folosită la calculul pierderilor în anvelopa feromagnetică

Pentru a calcula densitatea de curent cu relația (28), se observă că argumentul funcțiilor este $\sqrt{\omega \mu_r r}$ și, ca urmare, metoda de calcul a pierderilor utilizând relația (27) este valorificată dacă la stabilirea argumentului se apreciază convenabil valoarea permeabilității relative μ_r care intră în expresia permeabilității.

Pentru oțelul carbon uzual, din care se confecționează ecranul comun celor trei faze, permeabilitatea variază în limite extrem de mari, în funcție de poziția geometrică a unui punct în masa ecranului și de gradul de saturație al materialului.

Din punct de vedere practic următoarele referințe sînt date în literatură:

— Emanuel și Doepken [7] aleg o valoare a permeabilității relative care, introduse în calcule, conservă rezultatele experimentale privind pierderile măsurate prin metoda evoluției adiabatic. Valorile menționate în lucrarea citată sînt $\mu_r = 200 \dots 500$ și $\mu_r = 800$.

— Kawasaki ș.a. [6] afirmă în mod explicit că au ales permeabilitatea = 200 pentru că, la această valoare, se verifică experimental calculul analitic.

— Sonntag [13] se ocupă numai de aspectul teoretic al temei privind pierderile în sistemele capsulate și trasează curbe pentru $\mu_r = 1 \dots 5000$. Se poate observa că, în toate metodele de calcul prezentate, dificultatea constă în a accepta o valoare constantă pentru permeabilitatea relativă a ecranului.

BIBLIOGRAFIE

1. H. Doepken, Calculated heat transfer characteristic of air and SF₆. IEEE-Transactions on PAS 89, 1970, p. 1979—1985.
2. B. Johnson, H. Doepken, I. Trump, Operating parameters of compressed-gas — insulated transmission lines. IEEE — Transactions on PAS — 88, 1969, p. 369—375.
3. R. Hess, W. Lehmann, F. Richter, H. Schramm, G. Hosemann, Maitrise des courants permanents et de court-circuit élevés dans les postes isolés au SF₆. Rap. 23—07 CIGRE 1978.
4. P. Johannet, Les mécanismes de vieillissement dans les contacts électriques et l'influence des échauffements sur leur durée de vie, E.D.F. Série B Nr. 41971, p. 49—136.
5. G. Hortopan, Ecranarea electromagnetă în tehnica curentilor intensi (în curs de apariție).
6. K. Kawasaki, M. Inami, T. Isikawa, Theoretical considerations on eddy current losses in non-magnetic and magnetic pipes for power transmission systems. IEEE — Trans. on PAS vol. 100, No. 2, February 1981, p. 474—484.
7. A. Emanuel, H. C. Doepken, Calculation of losses in steel enclosures of three phase bus or cables. IEEE-Trans. On PAS vol. 93, Nr. 6, 1974, p. 1758—1765.
8. Siemens Technische Tabellen. Größen. Formeln. Tabellen. Ausgabe 1983.
9. Kussy Frank Werner. Elektrische Niederpannungsschaltgeräte und Antriebe Herbert Kram, Berlin 1969.
10. W. Kesselring, Theoretische Grundlagen zur Berechnung der Schaltgeräte. Walter de Gruyter, Berlin 1968.
11. V. Isachenko, C. Osipova, A. Sukemel, Heat transfer, Mir Publishers Moscow 1969.
12. ANSALDO IMPIANTI Nr. 51410 — A 351 — DS.
13. J. Sonntag, Stromwärmeverluste im dreiphasigen Rohrgaskabel Archiv für Elektrotechnik 1981, 63, p. 34—45.
14. Alexander von Weiss. Übersicht über die theoretische Elektrotechnik C. F. Winter'sche Verlagshandlung, Prien 1965.
15. Haubrich Hans-Jürgen. Thermisch zulässige Dauerbelastbarkeit in Erde verlagter Rohrgaskabel mit SF₆-Isolation. ETZ — A, 1972, 72, HB, p. 504—508.
16. A. Eidinger, C. D. Flössel, St₆ — isolierte Rohrgaskabel für die Übertragung höchster Leistungen, Brown Boveri Mitt, 1974, 4, p. 167—173.

Algorithme pour le régime thermique des barres omnibus sous enveloppe métallique

L'auteur établit un algorithme pour le calcul des températures de l'anveloppe et des barres omnibus sous enveloppe métallique. Les équations finales sont nonlinéaires ; on obtient leurs solutions itérativement. On présente des formules pour les puissances développées par les courants turbionnaires pour diverses constructions et en ajoute une méthode expérimentale. On trouve — concordance entre le calcul et l'expérience.

PROIECTAREA OPERAȚIONALĂ A CAMERELOR DE STINGERE A ÎNTRERUPTOARELOR AUTOMATE DE JOASĂ TENSIUNE DE TIP COMPACT

V. PANAITE *

Proiectarea prezentată se sprijină pe relațiile de calcul stabilite prin metode statistice aplicate datelor obținute de la o serie unitară și completă de modele fizice ale căror performanțe au fost atestate prin încercări de tip standard. Metoda folosită permite predimensionarea camerelor de stingere și optimizarea soluției constructive evitând lungi experiențe și dificile căutări empirice.

1. Introducere

Proiectarea și dimensionarea camerelor de stingere întâmpină numeroase dificultăți datorită inexistenței unei teorii satisfăcătoare a proceselor legate de stingerea arcului electric și în consecință și a inexistenței relațiilor de calcul care să reflecte legătura dintre diferitele caracteristici. Dificultățile sînt sporite, în acest domeniu, și din cauza problemelor specifice cunoscute ale încercărilor de laborator [1].

Camera de stingere, dimensionată în general în prezent pe cale empirică, reprezintă elementul care condiționează principalul factor al competitivității întreruptoarelor automate și anume capacitatea de rupere. În consecință utilizarea unei metodologii de preestimare a caracteristicilor camerei de stingere prezintă numeroase avantaje. Teoria generală actuală a proceselor de stingere a arcului electric de joasă tensiune poate să justifice însă numai calitativ dependențele dintre capacitatea de rupere și caracteristicile camerei de stingere fără a stabili modelele analitice de calcul absolut necesare unei proiectări raționale.

Utilizînd tehnica regresiei, fundamentată de statistica matematică și teoria probabilităților [2], se pot obține relații de calcul care exprimă legătura între diferitele caracteristici ale camerei de stingere bazate pe date stabilite pe o serie de modele fizice. Metoda presupune un volum mai mare de calcul dar reprezintă și singura cale, în prezent, de elaborare a unui program de proiectare în acest domeniu.

* Conf. dr. ing., catedra Măsurî și aparate electrice

2. Analiza caracteristicilor camerelor de stingere cu ajutorul modelelor fizice și stabilirea relațiilor de legătură

S-au efectuat măsurători pe o serie unitară de modele fizice (întreruptoare automate de joasă tensiune) în domeniul curenților nominali, I_n 16 A la 400 A, caracterizate fiecare de valoarea capacității nominale

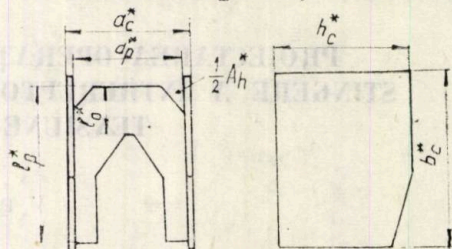


Fig. 1 — Caracteristicile dimensionale ale camerelor de stingere la modelele fizice

de rupere, I_r^* corespunzătoare tensiunilor de utilizare U_c de 500 sau 380 V determinată prin încercări de tip standard. La camerele de stingere ale modelelor respective (fig. 1) s-au considerat următoarele caracteristici:

- m_{Fe}^* — masa plăcilor feromagnetice,
- V_o^* — volumul camerei de stingere,
- l_p^* — lungimea plăcii,
- l_o^* — lungimea istmului,
- a_p^* — lățimea plăcii,
- a_c^*, b_c^*, h_c^* — cotele de gabarit ale camerei de stingere,
- n_p^* — numărul plăcilor feromagnetice
- ε_{Fe}^* — procentul valoric de fier în camera de stingere.

Valorile caracteristicilor respective sînt prezentate în tabelul 1.

Tabelul 1

Nr. crt. <i>i</i>	I_n [A]	I_r^* [kA]		$V_o^* \times 10^{-3}$ [m ³]	$m_{Fe}^* \times 10^{-3}$ [kg]		n_p^*	$l_p^* \times 10^{-3}$ [m]	$l_o^* \times 10^{-3}$ [m]	ε_{Fe}^* [%]
		500 V	380 V		$a_c^* \times b_c^* \times h_c^*$ ($\times 10^{-3}$ [m])	m_{Fe}^*				
1	16	1,5	2,5	$10,5 \times 22 \times 28$	10,40	1,30	8	19	4,0	20,56
2	25	1,5	2,5	$10,5 \times 22 \times 28$	10,40	1,30	8	19	4,0	20,56
3	40	2,5	5	$17,5 \times 28 \times 40$	17,60	2,20	8	27	5,0	11,47
4	63	5	7	$17,5 \times 28 \times 40$	24,12	2,68	9	27	10,0	15,76
5	100	8	10	$20 \times 37,5 \times 62$	40,00	5,00	8	34	9,5	8,17
6	250	10	15	$23 \times 45 \times 82$	72,00	6,00	12	39	14,0	8,93
7	400	20	25	$44 \times 70 \times 77$	24,00	240,00	10	68	16,0	11,45

Capacitatea de rupere, I_r^* , corespunde categoriei de performanță P-2.

Gradul de dependență a capacității de rupere, I_r , în raport cu fiecare din caracteristicile camerei de stingere este diferit. O dependență strînsă se constată între I_r și m_{Fe} sau V_o . Restul caracteristicilor printre care și viteza medie de separare a contactelor, v_m reflectă, în raport cu I_r , o legătură mai slabă. O importantă dependență, dar mult mai puțin cunoscută

este cea dintre I_r și presiunea maximă în camera de stingere sau în carcasa aparatului. În general, la întreruptorul automat de tip compact, valoarea maximă a capacității de rupere este limitată de solicitările extreme la care se produce explozii sau fisuri ale carcsei.

Menținerea unui anumit nivel al solicitărilor presiunii poate fi realizată prin corelarea corespunzătoare a capacității de rupere cu aria hornului A_h (fig. 1), a ferestrei de evacuare a gazelor și a parametrilor fizici și geometrici ai camerei.

Din analiza variației caracteristicilor ies în evidență două domenii conjuncte corespunzătoare curenților nominali $I_n \leq 63A$ și $I_n \geq 63A$.

Conform celor menționate anterior relațiile cantitative de legătură între diferitele caracteristici pot fi obținute prin tehnica regresiei. În funcție de scopul urmărit se pot utiliza în acest caz, două tipuri de regresie: liniară și plană.

a) Regresia liniară conduce la stabilirea de relații de legătură unilaterale între capacitatea de rupere I_r și fiecare din caracteristicile considerate: m_{Fe} , V_o , l_p , l_o , A_h și v_m . Aceste relații pot fi utilizate în etapa preliminară de preestimare a caracteristicilor camerei în funcție de capacitatea de rupere impusă I_r (diferită de cea a modelelor I_r^*).

În urma analizei preliminare a tipului de dependență dintre caracteristicile respective s-a ajuns la concluzia [3], [4] că funcția de legătură cea mai potrivită este de forma:

$$y = a \cdot x^b$$

unde:

$$y \in \{m_{Fe}, v_o, l_p, l_o, A_h, v_m\},$$

și

$$x \in \{(I_r)_{500}, (I_r)_{380}\}$$

Parametrii a și b se determină pentru fiecare caracteristică cu algoritmul de calcul prezentat în anexa 1 și cu datele din tabelul 1.

Ca exemplu, pentru domeniul $I_n \geq 63A$ și $U_e = 500$ V se obțin următoarele relații de legătură:

$$m'_{Fe} = 1,3 \cdot 10^{-3} I_r^{1,8} \text{ [kg/loc de rupere]}$$

$$V'_o = 9 \cdot 10^{-5} I_r^{1,85} \text{ [m}^3\text{/loc de rupere]}$$

$$l'_o = 5,15 \cdot 10^{-3} I_r^{0,38} \text{ [m]}$$

$$A'_h = 3,2 \cdot 10^{-7} I_r^{2,2} \text{ [m}^2\text{]}$$

$$v'_m = 1,6 I_r^{0,14} \text{ [m/s]}$$

unde capacitatea de rupere, I_r , este în kA.

În fig. 2 se poate urmări, pentru $I_n \geq 63$ și $U_e = 500$ V, dependența caracteristicilor estimate în funcție de valoarea capacității de rupere. Liniile continue corespund valorilor estimate iar punctele reprezentate indică valorile adevărate măsurate pe modelele fizice.

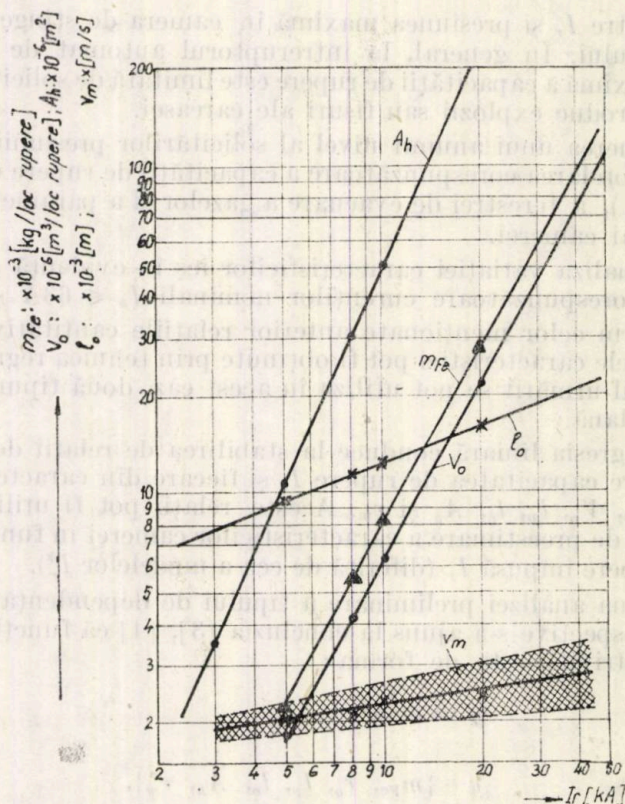


Fig. 2 — Variațiile principalelor caracteristici ale camerei de stingere, pentru domeniul $I_n \geq 63$ A și $U_e = 500$ V, în funcție de capacitatea de rupe

b) Regresia plană poate fi utilizată pentru stabilirea relației de legătură între trei parametri. Considerînd pe de o parte capacitatea de rupe iar pe de altă parte masa feromagnetică și volumul camerei de stingere se propune ca relație de legătură funcția :

$$I_{re} = a m_{Fe}^b \cdot V_0^c$$

Valorile coeficienților a , b , c se determină utilizînd datele tabelului 1 și relațiile algoritmului de calcul din anexa 2.

În ipoteza menținerii unui palier constant al solicitărilor de ansamblu se poate calcula, cu ajutorul acestei relații, capacitatea de rupe estimată, I_{re} , pentru valori impuse caracteristicilor m_{Fe} și V_0 . Ca exemplu, pentru $I_n \geq 63$ și $U_e = 500$ V capacitatea de rupe se estimează cu relația :

$$I_{re} = 0,93 (10^3 m_{Fe})^{0,28} \cdot (10^6 V_0)^{0,16} \text{ [kA]}$$

Valorile estimate sînt valori medii cu un nivel de semnificație de 10 % și corespund categoriei standard de performanță P-2.

3. Algoritmul calculului de proiectare a camerei de stingere

Mărimile de intrare se pot grupa în două categorii :

a) Mărimi impuse (restricții de tip standard) :

VS = valori standardizate

$I_n \in \{VS | 10A \leq VS \leq 500 A\}$ — curent nominal [A],

$U_e \in \{500, 380\}$ — tensiunea de utilizare [V],

I_r = capacitate de rupere [kA]

} (1)

b) Mărimi adoptate și caracteristici de materiale : cu semnificațiile prezentate în fig. 3 se adoptă următoarele mărimi ale căror valori aparțin intervalelor respectiv specificate corespunzătoare domeniului de curenți nominali 16 la 400 A :

$$a_0 = (2 \div 7) \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad \text{lățimea contactului mobil} \quad (2)$$

$$\Delta_0 = (2,5 \div 8) \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad \text{— interval între contactul mobil și brațul plăcii feromagnetice} \quad (3)$$

$$\Delta_1 = (1,8 \div 4) \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad \text{— interval frontal între plăci} \quad (4)$$

$$\Delta_2 = \Delta_1 + (0 \div 1) \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad \text{— interval maxim între plăci} \quad (5)$$

$$\Delta_{hc} = (7 \div 20) \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad \text{— înălțimea suplimentară a pereților camerei} \quad (6)$$

$$\Delta_b = (2 \div 10) \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad \text{— lungimea suplimentară a pereților camerei} \quad (7)$$

$$\Delta_{cp} = (1; 2) \cdot 10^{-2} \text{ m} \quad \text{— grosimea pereților camerei} \quad (8)$$

$$c_p = (1,5 \div 7) \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad \text{—ățimea brațelor plăcii feromagnetice} \quad (9)$$

$$\varepsilon_{Fe} = (20 \div 9) \% \quad \text{— procentul volumic de fier în cameră (valoare de referință)} \quad (10)$$

$$\gamma_{Fe} = 7,8 \div 10^3 \text{ kg/m}^3 \quad \text{— masa volumică a fierului} \quad (11)$$

$$g_p = (1,1; 1,2; 1,3 \dots 2,0) \cdot 10^{-3} \quad \text{— grosimea standard a plăcii feromagnetice} \quad (12)$$

OBS. În funcție de necesități (reproiectări sau modernizări) în locul mărimii a_0 se pot considera fie deschiderea fantei :

$$d_f = (7 \div 30) \cdot 10^{-3} \text{ m}, \quad (13)$$

fie lățimea plăcii feromagnetice

$$a_p = (10 \div 44) \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (14)$$

Numărul intervalelor formate de plăcile feromagnetice se determină cu relația :

$$n_a = \frac{1,5\gamma_0(1,1 U_e)}{\bar{u}_1} = 1,886 \frac{U_e}{\bar{u}_1} \quad (15)$$

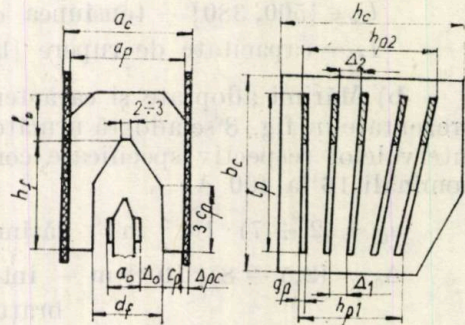
unde γ_0 este factorul de oscilație și $\bar{u}_1$ — valoarea medie a tensiunii pe interval :

$$\bar{u}_1 = 60 (1 + e^{-0,12I_r} [V]); I_r \text{ în kA} \quad (16)$$

se adoptă pentru n_a valoare superioară rotunjită. Numărul plăcilor feromagnetice este dat de relația :

$$n_p = n_a - 1 \quad (17)$$

Fig. 3 — Parametrii geometrici ai plăcilor feromagnetice și camerelor de stingere



Cu ajutorul algoritmului de calcul din anexa 1 se determină parametrii de bază ai camerei de stingere : m'_{Fe} , V'_o , l'_p , l'_o , A'_h . Pentru parametrii calculați l'_p și l'_o se adoptă valorile l_p și l_o rotunjite superior cu finețea de 1mm.

Masa plăcii feromagnetice este :

$$m'_{1Fe} = \frac{m'_{Fe}}{n_p} \quad (18)$$

Parametrii geometrici ai plăcii feromagnetice se obțin considerînd forma standard (fig. 3) unde lungimea brațului este egală cu $3c_p$ și adîncimea fantei h_f :

$$h_f = l_p - l_o \quad (19)$$

Dacă inițial s-a impus mărimea a_p rezultă deschiderea fantei :

$$d_f = a_o + 2\Delta_o \quad (20)$$

și lățimea plăcii :

$$a_p = a_o + 2\Delta_o + 2c_p \quad (21)$$

Cu ajutorul valorii calculate A'_h se adoptă modul de realizare a hornului (decupări laterale, centrale sau prin orificii circulare în placa feromagnetică) și se adoptă valoarea rezultată a ariei A_h . Se determină de asemenea aria fantei A_f rezultînd astfel și aria suprafeței laterale a plăcii :

$$A_p = l_p \cdot a_p - A_f - A_h \quad (22)$$

Grosimea de calcul a plăcii este dată de relația :

$$g'_p = \frac{m'_{1Fe}}{\gamma_{Fe} \cdot A_p} \quad (23)$$

Se adoptă valoarea superioară standardizată g_p conform (12). Se recalculează masa plăcii cu relația :

$$m_{1Fe} = A_p \cdot g_p \cdot \gamma_{Fe} \quad (24)$$

și rezultă și masa plăcilor

$$m_{Fe} = n_p \cdot m_{1Fe} \quad (25)$$

Parametrii geometrici ai camerei de stingere. Se calculează mărimile : înălțimea frontală a plăcilor :

$$h_{p1} = (n_p - 1)\Delta_1 \quad (26)$$

înălțimea maximă a plăcilor :

$$h_{p2} = (n_p - 1)\Delta_2 \quad (27)$$

înălțimea camerei de stingere

$$h_c = h_{p2} + \Delta_{hc}, \quad (28)$$

lungimea camerei de stingere

$$b_c = l_p + \Delta_b, \quad (29)$$

volumul interior al camerei de stingere

$$V_o = a_p \cdot b_c \cdot h_c \text{ [m}^3\text{]} \quad (30)$$

Se determină procentul volumic de fier, în camera de stingere, cu relația :

$$\varepsilon_{Fe} = 100 \frac{m_{Fe}}{\gamma_{Fe} \cdot V_o} \quad [\%] \quad (31)$$

Estimarea previzională a capacității de rupere se bazează pe relația :

$$I_{re} = a \cdot m_{Fe}^b \cdot V_o^c \quad (32)$$

unde a , b și c sînt parametrii determinați conform algoritmului de calcul din anexa 2. Se verifică dacă este îndeplinită condiția :

$$I_r \geq I_{re} \quad (33)$$

În caz contrar se revine asupra valorilor calculate anterior conform organigramei prezentate în fig. 4.

Capacitatea de rupere estimată corespunde categoriei de performanță $P-2$. Pentru estimarea acestei valori în categoria de performanță $P-1$ se poate utiliza relația de legătură :

$$(I_{re})_{P-1} = 1,6 (I_{re})_{P-2}^{0,2} \text{ kA} \quad (34)$$

care este obținută de asemenea prin regresie.

4. Concluzii și observații

În condițiile unei teorii incomplete, referitoare la stingerea arcului electric, singura cale de proiectare și dimensionare a camerelor de stingere

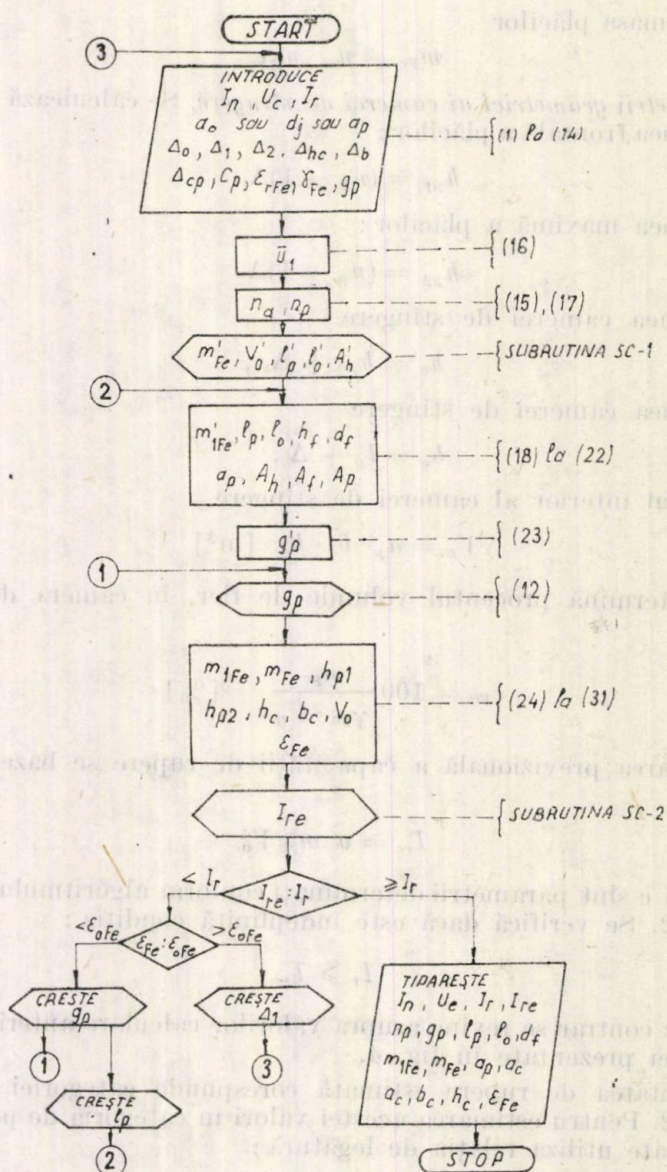


Fig. 4—Organigrama algoritmului de calcul al camerei de stingere a intrerup-torului de joasă tensiune tip compact

constă în proiectarea operațională bazată pe modele fizice și pe metodele statistice de prelucrare și interpretare a datelor astfel obținute. Se poate realiza în acest fel automatizarea proiectării, prin utilizarea calculatoarelor electronice, ușurând obținerea soluției optime. Utilizarea de subrutine care generează relații de calcul, ai căror coeficienți depind de performanțele modelelor fizice, asigură obținerea de rezultate în concordanță cu evoluția și progresul tehnic în domeniul respectiv.

ANEXA 1

Algoritmul calculului parametrilor funcției de legătură de forma $y = ax^b$

Subrutina SC-1.

Se consideră valorile caracteristicilor camerei de stingere din tabelul 1.

Pentru x_i în domeniul curenților nominali 16 la 63 A sau 63 la 400 A, unde conform tabelului 1:

$$x_i \in \{(I_{ri}^*)_{500} (I_{ri}^*)_{380}\} \quad (1.1)$$

se consideră succesiv:

$$y_i \in \{m_{Fe}^*, V_{oi}^*, I_{pi}^*, l_{oi}^*\} \quad (1.2)$$

Se determină parametrii funcției de legătură de forma:

$$y_i = a x_i^b \quad (1.3)$$

pentru fiecare din caracteristicile (1.2) considerate cu înlocuirile:

$$y'_i = \ln y_i, \quad (1.4)$$

$$x'_i = \ln x_i \quad (1.5)$$

relația (1.3) devine:

$$y'_i = a' + b x'_i \quad (1.6)$$

unde

$$a' = \ln a \quad (1.7)$$

se determină expresiile:

$$\bar{x}' = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x'_i \quad (1.8)$$

$$\bar{y}' = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y'_i \quad (1.9)$$

unde n reprezintă numărul modelelor fizice considerate care aparțin domeniului respectiv (16 la 63 A sau 63 la 400 A).

Valorile parametrilor a și b se obțin cu relațiile:

$$b = \frac{\sum_{i=1}^n x'_i y'_i - n \bar{x}' \bar{y}'}{\sum_{i=1}^n x_i'^2 - n \bar{x}'^2} \quad (1.10)$$

$$a' = \bar{y}' - b \bar{x}' \quad (1.11)$$

În fig. A-1 este prezentată organigrama algoritmului de calcul al parametrilor a , b , corespunzători caracteristicii considerate (m_{Fe}^* , V_o^* , l_{pi}^* , l_{oi}^*).

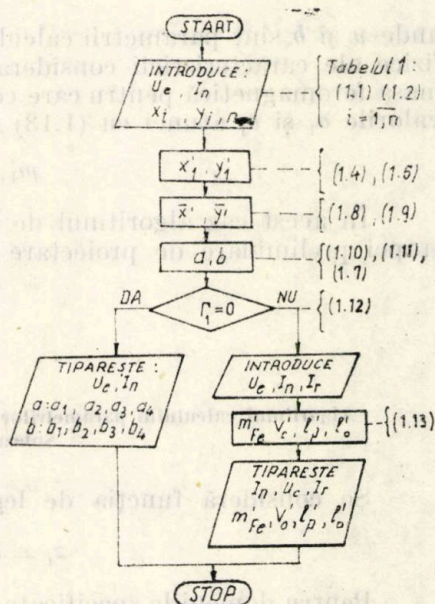


Fig. A-1. Subrutina SC-1 de calcul al parametrilor funcției de legătură de forma $y = ax^b$

Programul de calcul se poate termina prin precizarea valorilor respective a_j , b_j , simbolizat prin $\Gamma_1 = 0$. Dacă se urmărește estimarea prin calcul a caracteristicilor camerei de stingere pornind de la o valoare impusă $I_r \neq I_r^*$ (pentru același I_n și u_e) și notînd această opțiune cu

$$\Gamma_1 \neq 0 \quad (1.12)$$

se obțin valorile estimate ale caracteristicilor m'_{Fe} , V'_0 , l'_p , l'_o cu ajutorul relației :

$$\tilde{y} = a I_r^b \quad (1.13)$$

unde a și b sînt parametrii calculați anterior pe baza valorilor modelelor fizice ale caracteristicii considerate. De exemplu dacă $j = 1$ reprezintă masa feromagnetică pentru care corespund, conform (1.10), (1.11) și (1.7), valorile a_1 și b_1 atunci cu (1.13) se estimează :

$$m'_{Fe} = a_1 I_r^{b_1}$$

În acest caz algoritmul de calcul poate fi indus ca o subrutină a etapei preliminară de proiectare a camerei de stingere.

ANEXA 2

Algoritmul calculului parametrilor funcției de legătură de forma $z = ax^by^c$

Subrutina SC-2

Se consideră funcția de legătură :

$$z_i = ax_i^b y_i^c \quad (2.1)$$

Pentru domeniile specificate ($I_n \leq 63A$ sau $\geq 63A$ și U_e , cu valorile din tabelul 1) se adoptă notațiile :

$$\left. \begin{aligned} x_i &= m_{Fei}^* \\ y_i &= V_{oi}^* \\ z_i &= I_{rti}^* \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

Se efectuează înlocuirile :

$$x'_i = \ln x_i \quad (2.3)$$

$$y'_i = \ln y_i \quad (2.4)$$

$$z'_i = \ln z_i \quad (2.5)$$

$$a' = \ln a \quad (2.6)$$

Funcția (2.1) devine :

$$z' = a' + bx' + cy' \quad (2.7)$$

Se calculează expresiile :

$$\bar{x}' = \frac{1}{n} \sum_1^n x'_i \quad (2.8)$$

$$\bar{y}' = \frac{1}{n} \sum_1^n y'_i \quad (2.9)$$

$$\bar{z}' = \frac{1}{n} \sum_1^n z'_i \quad (2.10)$$

$$U_1 = \frac{1}{n} \sum_1^n x_i'^2 - n\bar{x}'^2 \quad (2.11)$$

$$U_2 = \frac{1}{n} \sum_1^n x'_i y'_i - n\bar{x}'\bar{y}' \quad (2.12)$$

$$V_1 = \frac{1}{n} \sum_1^n y_i'^2 - n\bar{y}'^2 \quad (2.13)$$

$$V_2 = \frac{1}{n} \sum_1^n x'_i y'_i - n\bar{x}'\bar{y}' \quad (2.14)$$

$$W_1 = \frac{1}{n} \sum_1^n x'_i z'_i - n\bar{x}'\bar{z}' \quad (2.15)$$

$$W_2 = \frac{1}{n} \sum_1^n y'_i z'_i - n\bar{y}'\bar{z}' \quad (2.16)$$

$$\Delta = U_1 V_1 - U_2 V_2 \quad (2.17)$$

Parametrul n are aceeași semnificație ca anexa 1. Se

observă că $U_1 = V_1$. Parametrii b și c se determină cu relațiile :

$$b = \frac{W_1 V_1 - W_2 V_2}{\Delta} \quad (2.18)$$

$$c = \frac{U_1 W_2 - U_2 W_1}{\Delta} \quad (2.19)$$

De asemenea se calculează :

$$a' = \bar{z}' - b\bar{x}' - c\bar{y}' \quad (2.20)$$

Parametrul a se obține cu relația (2.20) și (2.6). În fig. A-2 este prezentată organigrama algoritmului de calcul al parametrilor a , b și c ($\Gamma_2 = 0$). Dacă se urmărește estimarea preliminară a capacității de rupere,

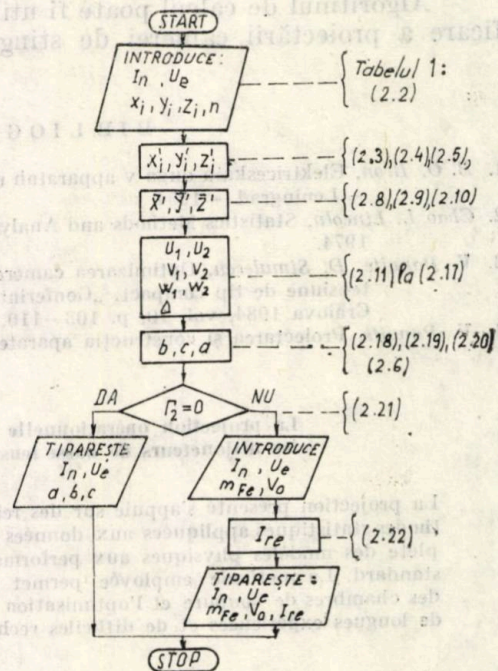


Fig. A-2. Organigrama algoritmului de calcul al parametrilor funcției (subrutina SC-2).

I_{re} , opțiune simbolizată prin expresia :

$$F_2 \neq 0, \quad (2.21)$$

pe baza valorilor impuse pentru m_{Fe} și V_0 și a parametrilor a , b și c , corespunzători domeniului caracterizat de I_n și U_e , se calculează :

$$I_{re} = a m_{Fe}^b V_0^c \quad (2.22)$$

Algoritmul de calcul poate fi utilizat ca subrutină în etapa de verificare a proiectării camerei de stingere.

BIBLIOGRAFIE

1. B. O. Bron, *Elektricskaia duga v apparatah upravlenia*, (1.r) — Gosenergoizdat, Moskva — Leningrad — 1954.
2. Chao L. Lincoln, *Statistics Methods and Analyses*, Mc Graw-Hill Book Company New York, 1974.
3. V. Panaite, D. Simulescu, Optimizarea camerelor de stingere ale intreruptoarelor de joasă tensiune de tip compact. „Conferința Națională de Electrotehnică și Energetică, Craiova 1984, vol. 10, p. 103—110.
4. V. Panaite, *Proiectarea și construcția aparatelor electrice*, Tipografia I.P.B., vol. 1, 1988.

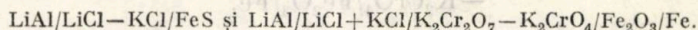
La projection opérationnelle des chambres de coupure pour les disjoncteurs de basse tension de type compact

La projection présentée s'appuie sur des relations de calcul établie par des méthodes statistiques appliquées aux données obtenues d'une série unitaire et complète des modèles physiques aux performances attestées par des essais de type standard. La méthode employée permet le prédimensionnement automatique des chambres de coupure et l'optimisation de la solution constructive en évitant de longues expériences et de difficiles recherches empiriques.

BATERII ELECTROTERMICE MINIATURIZATE

P. CRISTEA, RODICA TUDUCE, C. MIHAI, I. CÂMPEANU *

Lucrarea prezintă bateriile termochimice miniaturizate de tipurile



Bateriile pot fi stocate timp îndelungat (5–10 ani) și pot fi activate în fracțiuni de secundă prin amorsare termică. Timpul de funcționare este de ordinul citorva zeci de secunde sau minute. Dimensiunile de gabarit ale bateriilor sînt de 40 mm diametru și 40 mm înălțime. Bateriile sînt alcătuite din celule disc sau sector închise sau din celule deschise. Tensiunile nominale sînt de 6–40 V un curent de sarcină de ordinul 0,2–5 A.

1. Introducere

Într-o serie de aplicații sînt necesare baterii miniaturizate avînd un timp de stocare inactivă foarte lung (5 pînă la 10 ani), fără scăderea sensibilă a parametrilor funcționali, bateria devenind activă în timpi de zecimi de secundă și cu o înaltă fiabilitate, atunci cînd are loc punerea în funcțiune a echipamentului pe care îl alimentează. De obicei, aceste baterii trebuie să funcționeze numai un timp scurt (cîteva minute sau mai puțin), însă durată admisibilă a procesului tranzitoriu pentru atîngerea stării de putere nominală este foarte scurtă (aproximativ o secundă sau mai puțin).

Sursele electrochimice utilizate în prezent în acest scop se înscriu în două tipuri principale: (1) cu electrolit lichid încapsulat, activate prin perforarea/spargerea incintei de reținere a electrolitului și difuzia acestuia în celule, (2) cu electrolit topit, activate prin încălzire pirotehnică și topirea electrolitului aflat inițial în stare solidă.

Primul tip de baterii necesită timpi de amorsare relativ mai lungi, accelerații importante pentru împrăștierea uniformă a electrolitului, au energii și puteri specifice limitate de utilizarea unor electroliti apoși și prezintă un risc apreciabil de amorsare accidentală la șoc, astfel încît sînt adecvate numai pentru o anumită clasă de aplicații dintre cele menționate.

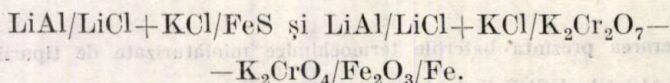
Al doilea tip de baterii, cu amorsare pirotehnică, au electrolitul în stare solidă la temperatura de stocare, astfel încît nu prezintă autodescărcare în repaus, iar temperatura de lucru fiind relativ ridicată (de exemplu, 400°C) și izolația termică exterioară eficientă, riscul amorsării acci-

* Conf. dr. ing.; Șef lucrări dr. ing.; Asist. ing., Fiz.; catedra Electrotehnică

dentale, chiar în condiții de incendiu, este redus. Bateriile de acest tip cunoscute utilizează materiale scumpe și greu accesibile atât pentru elementele active (electrozi și electrolit), cât și pentru elementele constructive auxiliare (carcasele celulelor, colectoare de curent, carcasa bateriei etc).

Totodată, bateriile cunoscute nu satisfac toate cerințele impuse de anumite aplicații speciale, referitoare la modul amorsării bateriei, durata funcționării, timpul de amorsare, posibilitatea schimbării ușoare a parametrilor funcționali pentru adaptarea la aplicații diferite din aceeași clasă.

Lucrarea prezintă câteva rezultate obținute în studiul bateriilor miniaturizate de tipul



Bateriile termochimice de acest tip prezintă următoarele avantaje principale: materiale ieftine și accesibile în țară, energie și putere specifică ridicate, densitate mare de curent, tensiune pe celulă ridicată, capacitatea de a funcționa în regim de vibrații și de accelerații ridicate, rezistență la șoc, eliminarea posibilității de amorsare accidentală, simplitatea manipularii produsului finit.

2. Avantajele bateriilor termochimice

1. Timp de stocare îndelungat (5—10 ani) fără scăderea performanțelor.
2. Risc redus de amorsare accidentală, chiar în caz de incendiu.
3. Timp de amorsare redus (0,3—1,3 s) sau cu o întârziere reglabilă (2—10 s) din momentul declanșării.
4. Amorsare cu capsă electrică sau mecanică.
5. Relativă imunitate la temperatura mediului ($-30^\circ\text{C} \dots +50^\circ\text{C}$).
6. Densitate de energie ridicată 0,1—0,28 kWh/kg (de 7 ori față de bateriile Pb—acid).
7. Densitate de putere ridicată 0,1—0,4 kW/kg (de 4 ori față de bateriile Pb — acid).
8. Robustețe mecanică și electrică (nu este afectată de scurt-circuit accidental de scurtă durată).

3. Structura bateriilor termochimice

Bateriile termochimice sînt alcătuite dintr-o stivă de celule plate, conectate în serie și plasate într-un înveliș cilindric din oțel închis ermetic și izolat termic. Între celule sînt intercalate discurile de termit. Celulele și discurile pirotehnice au orificii centrale circulare, care împreună determină un canal pentru propagarea flăcării la amorsarea bateriilor. Capsa de amorsare electrică sau mecanică este plasată în acest canal central sau, se utilizează un sistem de aducție de flacără de la capsă plasată în exterior, pînă în canalul central al bateriei. Eventualele borne ale capsei sînt conectate: una la carcasa metalică și cealaltă la o trecere electrică similară cu trecerile polilor bateriei. Bornele electrice ale bateriei sînt

pe capacul superior sau pe undul carcasei și sînt prevăzute cu treceri electrice izolante și etanșe. Etanșarea carcasei este asigurată de un sistem de garnituri de cauciuc și teflon un cordon de cositorire și un strat de rășină. Discuri de azbest, straturi de mică și teflon sînt utilizate pentru izolația termică. Numărul de celule într-o baterie variază între 6 și 30, în funcție de tensiunea totală dorită.

Structura stivei din bateriile termochimice se poate schematiza ca mai jos :

Izolație termică superioară
Capsă de amorsare și sistem de aprindere
Izolație termică cu canal

Disc pirotehnic
Celulă electrochimică
Disc pirotehnic

Celulă electrochimică
Disc pirotehnic

.....

Celulă electrochimică
Disc pirotehnic

Izolație termică inferioară

4. Structura celulelor bateriilor termochimice

Cel mai frecvent utilizate celule sînt cele de tipul disc închis, care au un electrod pozitiv central și doi electrozi negativi (unul superior și unul inferior). Această structură simplifică asamblarea bateriilor și asigură o utilizare echilibrată a materialelor active ale celulelor.

Bateriile pentru tensiuni mai ridicate (peste 40 V) se realizează cu celule de tipul deschis sau cu celule de tip închis sector.

Structura celulelor pentru bateriile termochimice poate fi schematizată ca mai jos :

A / E / D / C

A — *anodul* (electrodul negativ)

condiții : — electronegativitate ridicată

— producerea unor cationi cu mobilitate mare

— stabilitate la temperatura de lucru

metale alcaline : Li, Na, K

metale alcalino-pămîntoase : Ca, Mg

aliaje binare : LiAl, LiCa, LiMg, CaMg, CaAl,

E — *electrolit* (anolit)

condiții : — conductivitate ionică ridicată (10—1000 S/m)

— conductivitate electronică redusă

— stabilitate mică pentru materialul electrozilor

- stabilitate mare pentru produsele de reacție
- stabilitate termică și chimică
- constante de difuzie mare a speciilor ionice

LiCl—KCl (352°C)

KCl—NaCl—MgCl (430°C)

LiF—LiCl (485°C)

LiF—LiCl—LiI (341°C)

LiBr—KBr (322°C)

LiCl—NaCl (550°C)

D — *depolarizant* (catolit)

- condiții:
- potențial reducător reproductibil
 - rezistivitate redusă
 - polarizație mică
 - stabilitate adecvată în electrolit

CaCrO₄

K₂CrO₄, K₂Cr₂O₇

WO₃, VO₅, Fe₂O₃, CuO

C — *catodul* (electrodul pozitiv)

- tipuri:
- pasiv — colector de curent: Ni, Fe
 - activ: FeS₂, FeS, CrS, Ni₃S₂, Cu₂S, S, PbCl₂, TeCl₄, CuCl₂

5. Celule și baterii de tipul LiAl/LiCl+KCl/FeS

Pentru simplificarea asamblării bateriilor și pentru o utilizare echilibrată a materialelor active ale celulelor s-au utilizat celule de tipul disc închis, care au un electrod pozitiv central și doi electrozi negativi (unul superior și unul inferior). Bateriile pentru tensiuni mai ridicate (peste 36 V) au fost realizate cu celule de tipul deschis sau cu celule de tip închis sector.

Electrodul negativ este realizat din aliaj LiAl (50—52 at% Li), turnat și măcinat (granulație < 10 μm), compactizat sub presiune (aproximativ 1000 ata) pe un suport de Al (grosime 0,1 mm).

Electrodul pozitiv este realizat dintr-un amestec de pulbere de sulfura de fier și grafit (10—20% în greutate), compactizat sub presiune (800 ata) pentru a forma un strat subțire pe o plasă din sîrma de fier sau pe folie de oțel.

Electrolitul cel mai frecvent utilizat este eutecticul LiCl—KCl, avînd punctul de topire de 352°C. Pentru a coborî temperatura de lucru s-a utilizat și eutecticul LiNO₃—KNO₃ avînd temperatura de topire la 120°C. Electrolitul este impregnat într-un disc de pinză de sticlă care are și rolul de separator.

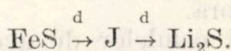
Discurile de termit sînt realizate dintr-un amestec din pulbere de zirconiu și oxidant, depusă sau închisă într-un substrat de azbest.

Reacțiile teoretice principale la electrozii celei sînt:

Electrodul negativ: $\text{LiAl} \rightarrow \text{Li}^+ + \text{Al} + \text{e}^-$;

Electrodul pozitiv: $2 \text{Li}^+ + 2\text{e}^- + \text{FeS} \rightarrow \text{Li}_2\text{S} + \text{Fe}$.

De fapt, în timpul descărcării se generează faza J și lanțul de reacții la electrodul pozitiv devine:



Ca urmare, curba de descărcare prezintă două platouri pentru densități de curent reduse. Cînd celulele se utilizează ca pile secundare, se observă trei platouri în timpul reîncărcării, deoarece se generează și faza X.

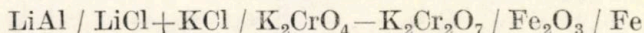
T.e.m. medie a celulelor de tipul LiAl/FeS este de 1,6 V la 400°C. la temperaturi mai ridicate, atingînd 1,8 V în gol și 1,6 V în sarcină.

Celulele disc $\text{LiAl}/\text{LiCl}-\text{KCl}/\text{FeS}$ au următoarele caracteristici generale:

- temperatura de lucru: 400–500°C;
- t.e.m. pentru un element complet încărcat: 1,3–1,8V;
- densitatea de curent: 20–300 mA/cm²;
- densitatea de putere de vîrf: 0,3 W/cm².

Timpul de lucru este de cîteva minute și este limitat de pierderile prin izolația termică fiind de fapt egal cu timpul după care celula cu cea mai joasă temperatură din baterie atinge punctul de înghețare al electrolitului.

6. Celule și baterii de tipul



Pentru obținerea unor performanțe ridicate, în special a unor puteri specifice mari, prin creșterea simultană a tensiunii de mers în gol și a curentului de scurtcircuit, s-a elaborat un nou tip de celule și baterii, bazate pe un cuplu electrochimic original, neutilizat în alte tipuri de produse similare.

S-au realizat celule de tipul deschis, cu port electrod dublu în forma de ochelar, pe care s-au depus straturile active anodic și catodic. Această structură elimină necesitatea sudărilor prin puncte la interconectarea celulelor în baterie, astfel încît se simplifică asamblarea bateriilor și se asigură o fiabilitate crescută a acestora.

Bateriile au o structură în stivă, cu doi electrozi terminali simpli, tensiunile nominale avînd valori între 27 V și 40 V, în funcție de solicitările beneficiarului.

Electrodul negativ este realizat și în acest caz din aliaj LiAl (50–52 at %Li), turnat și măcinat (granulație < 10 μm), compactizat sub presiune (aproximativ 1000 ata) pe portelectrodul din Al (grosime 0,25 mm).

Electrodul pozitiv este realizat din pulbere de oxid de fier depus sub formă de peliculă poroasă pe o plasă din sîrma de bronz nichelat avînd 3000–5000 de ochiuri pe cm².

S-a utilizat, de asemenea, ca anolit eutecticul $\text{LiCl} + \text{KCl}$, avînd punct de topire de 352°C, impregnat într-un disc de pînză de sticlă avînd și rolul de separator.

Catolitul a fost realizat pe bază de cromat și bicromat de potasiu, tot prin impregnarea pe un disc din pinza de sticlă.

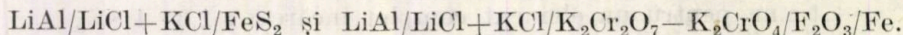
Încălzirea pirotehnică este asigurată de un sistem de discuri de termit, realizate dintr-un amestec din pulbere de zirconiu și oxidant, pe o textură din azbest, dispuse în interiorul portelectrozilor dubli, în contact cu fețele inactive ale acestora.

Principalii parametri ai celulelor de acest tip sînt:

- temperatura de lucru 380–450°C
- t.e.m. 2,85–3 V
- curent nominal 5 A
- curent maxim 6 A
- puterea pe celula 15 W.

7. Concluzii

Au fost realizate baterii miniaturizate amorsabile termic de tipul



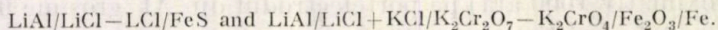
S-au utilizat atît celule de tipul închis cît și celule de tipul deschis. Bateriile au fost activate cu pulbere sau hîrtie pirotehnică (termit). Amorsarea bateriilor s-a făcut atît cu capsă electrică cît și cu capsă mecanică. S-au obținut tensiuni de peste 40 V, pentru sarcini de pînă la 6 A. Dimensiunile de gabarit ale bateriilor sînt diametru: 40–60 mm, înălțime: 40–60 mm. Produsele au fost testate atît în laborator cît și în funcționare reală la beneficiar, cu rezultate foarte bune.

BIBLIOGRAFIE

1. P. Cristea, J. R. Willhite, N. Karnezos, J. O. Brittain, „Li⁷ self diffusion in LiAl”, An NMR Study. J. Phys. Chem. Solids. vol. 37, pp. 1073–1076, 1976.
2. J. Wlash, H. Shimotaku, „Performance characteristics of lithium-aluminium / iron sulphide cells”, Power Sources, 6, Academic Press, London, pp. 725–733, 1977.
3. P. Cristea, R. Tuduce, „Solar energy electrochemical Storage”, COMPLES – Revue Internationale d'Héliotechnique, pp. 44–47, 1979.
4. R. W. Glazebrook, M. J. Willars, „Pelletized Lithium-Metal-Sulphide Cells”, J. Power Sources, 8, Academic Press, London, pp. 327–339, 1982.
5. P. Cristea, R. Tuduce, „Baterii miniaturizate cu electrolit topit”, Simpozionul de STOCAREA ENERGIEI, I.P.B., București, 1982, pp. 30–39.
6. P. Cristea, „Conversia electrochimică” în cap. 7 din „Conversia energiei”, Editura Tehnică, 1986.

Miniature Electrothermal Batteries

The paper presents the thermochemical miniature batteries of the types:



The batteries can be stored for 5–10 years and can be activated in a fraction of a second. The active time is less or equal to two minutes. The batteries are 40 mm high and 40 mm in diameter. The active part is a stack of round flat cells connected in series. The nominal load voltages are in the range 6–40 V, for current of 0.2–5 A.

EFECTELE PELICULAR ȘI DE PROXIMITATE ÎN CONDUCTOARE CU PLAN DE SIMETRIE

G. HORTOPAN, O. VLASE *

Se prezintă un algoritm de calcul pentru determinarea efectului pelicular și a efectului de proximitate în sisteme care prezintă simetrie geometrică și de cimp electromagnetic, cu referire directă la conductoarele de secțiune dreptunghiulară. Sunt prezentate diagramele tridimensionale ale densității de curent pentru conductorul izolat și pentru sistemele de două conductoare în variantele curenți de același sens și curenți de sensuri contrarii. Se calculează factorul de majorare a rezistenței electrice în curent alternativ.

Tratarea analitică a efectelor pelicular și de proximitate conduce la dezvoltări matematice laborioase [1, 2]. Rezolvarea acestor teme folosind metode numerice de calcul oferă posibilitatea obținerii de rezultate cu mai multă comoditate. În literatură sunt prezentate diferite moduri de a trata astfel de probleme. În lucrarea [3] pentru analiza efectului pelicular, în conductorul de secțiune dreptunghiulară, se folosește metoda elementului finit, în scopul determinării potențialului magnetic vector. În lucrările [4, 5] se rezolvă ecuația integrală Fredholm a densității de curent printr-o metodă de cuadratură. În lucrarea [6] sunt utilizate atât metoda ecuației integrale Fredholm cât și ecuația diferențială a potențialului magnetic vector. În lucrarea [7] se tratează efectul de proximitate al conductoarelor simetrice dus-întors.

În lucrarea de față se tratează efectul pelicular în bara de secțiune dreptunghiulară și efectul de proximitate pentru un sistem de două conductoare de secțiune dreptunghiulară în două variante și anume parcurse de același curent în același sens și de același curent în sensuri opuse. Se urmărește a se obține reprezentări privind distribuția densității de curent și determinarea factorului de majorare a rezistenței. În acest scop se rezolvă ecuația integrală a densității de curent folosind o metodă de iterație dublă în vederea aproximării ecuației inițiale.

1. Expresia analitică a densității de curent

În fig. 1 se prezintă o secțiune transversală într-un conductor drept parcurs de curent în regim armonic. În vederea stabilirii densității de curent într-un punct P al secțiunii transversale se pleacă de la ecuațiile Maxwell :

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (1)$$

* Prof. dr. ing.; Asist., catedra Măsurii și aparate electrice

$$\text{rot } \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}$$

care se completează cu ecuația de definiție a potențialului magnetic vector

$$\text{rot } \vec{A} = \vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (3)$$

Din relațiile (2) și (3) se obține :

$$\text{rot} \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (4)$$

Cum $\text{div } \vec{E} = 0$ și pentru $\text{div } \vec{A} = 0$, din relația (4) rezultă

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\text{grad } V \quad (5)$$

adică vectorul $\left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right)$ derivă dintr-un potențial scalar V iar $-\text{grad } V$ este de natura unui câmp electric imprimat $\vec{E}_s$. Dacă potențialul magnetic vector este de forma $\vec{A} = A \cdot \vec{k}$ și densitatea de curent $\vec{J} = J \cdot \vec{k}$, pentru problema plan-paralelă se renunță la marcarea vectorială. Astfel pentru regim armonic de funcționare

$$\frac{\partial A}{\partial t} = j \omega \cdot A \quad (6)$$

iar relația (5) ia forma :

$$\underline{J} = -j \omega \sigma \cdot A - \sigma \cdot \text{grad } V \cdot \vec{k} \quad (7)$$

unde $\underline{J}$ este densitatea totală de curent în punctul P , $-j \omega \sigma A$ reprezintă densitatea de curent indusă, iar $-\sigma \text{ grad } V$ reprezintă densitatea de curent datorită câmpului electric imprimat $\vec{E}_s$. Densitatea de curent indusă $-j \omega \sigma A$ se datorează curenților elementari din toate punctele Q ale secțiunii conductorului exceptând punctul de calcul, iar densitatea de curent $-\sigma \cdot \text{grad } V$ este o mărime constantă $\underline{J}_s$, în secțiunea conductorului. În funcție de densitatea de curent $\underline{J}$, potențialul vector $\underline{A}$ are forma :

$$\underline{A}(P) = -\frac{\mu_0}{2 \cdot \pi} \int_{S_Q} \underline{J}(Q) \ln \frac{|\vec{r}_P - \vec{r}_Q|}{|\vec{r}_M - \vec{r}|} dS \quad (8)$$

Raza vectorie $\vec{r}_M$ se referă la potențialul magnetic vector de referință în punctul M , după cum se arată în anexa 1.

Cu aceste precizări relația (7) a densității de curent devine :

$$\underline{J}(P) = \underline{J}_s + \frac{j \cdot \omega \cdot \sigma \cdot \mu}{2 \cdot \pi} \int_{S_Q} \underline{J}(Q) \cdot \ln \frac{|\vec{r}_P - \vec{r}_Q|}{|\vec{r}_M - \vec{r}|} \cdot dS \quad (9)$$

Densitatea de curent $\underline{J}_s$ este o mărime necunoscută, iar pentru determinarea ei este necesară încă o relație și anume relația de formare a curentului total care poate fi măsurat :

$$\underline{I} = \int \underline{J} \cdot d\mathbf{S} \quad (10)$$

Densitatea de curent $\underline{J}$ este o mărime complexă și deci relația nouă se descompune în două ecuații cu mărimi reale :

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[\underline{J}(P)] &= \operatorname{Re}[\underline{J}_s] - \frac{\omega \sigma \mu_0}{2\pi} \int_{S_Q} \operatorname{Im}[\underline{J}(Q)] \cdot \\ &\cdot \ln \frac{|\bar{r}_p - \bar{r}_q|}{|\bar{r}_M - \bar{r}_q|} dS \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Im}[\underline{J}(P)] &= \frac{\omega \cdot \sigma \cdot \mu_0}{2 \cdot \pi} \int_{S_Q} \operatorname{Re}[\underline{J}(Q)] \cdot \\ &\cdot \ln \frac{|\bar{r}_p - \bar{r}_q|}{|\bar{r}_M - \bar{r}_q|} dS \end{aligned} \quad (12)$$

2. Aproximarea numerică

Relația (9), din punct de vedere matematic, se poate așeza sub forma :

$$\underline{J}(x_p, y_p) + \lambda \int_{S_Q} \underline{J}(x_q, y_q) \cdot G(x_q, y_q, x_p, y_p) \cdot dS = \underline{J}_s \quad (13)$$

unde $\underline{J}(x, y)$ este o funcție complexă continuă, λ este o constantă complexă, $\lambda = j\omega \sigma \mu_0$, $\underline{J}_s$ este o constantă reală presupusă cunoscută, iar :

$$\begin{aligned} G(x_q, y_q, x_p, y_p) &= -\frac{1}{2 \cdot \pi} \ln [(x_p - x_q)^2 + (y_p - y_q)^2] + \\ &+ \frac{1}{\pi \cdot 2} \ln [(x_M - x_q)^2 + (y_M - y_q)^2] \end{aligned} \quad (14)$$

este funcția Green bidimensională, care prezintă singularitatea în variabilă $x_q = x_p$; $y_q = y_p$ și singularitatea în punctul de referință $x_q = x_M$; $y_q = y_M$.

$S_Q \subset R^2$ este o submulțime închisă și mărginită. Se știe că integrala din membrul sting al relației (13) este uniform convergentă pe S_Q , deci o funcție continuă de x_p, y_p pe S_Q .

Pentru aproximarea ecuației (13), definită în spațiul funcțiilor continue complexe, s-a aplicat o metodă proiectivă [10]. S-au obținut rezultate satisfăcătoare prin utilizarea metodei colocației cu funcții constante pe porțiuni.

Secțiunea transversală a conductorului de arie S_Q , de formă dreptunghiulară, a fost discretizată în elemente rectangulare. Fie $s_0 < s_1 < \dots < s_{N_x}$ și $t_0 < t_1 < \dots < t_{N_y}$ o partiție a lui S_Q . Se aleg punctele colocației (x_j, y_i) în centrul fiecărui domeniu $I_{i,j}$, unde $I_{i,j} = (s_{i-1}, s_i) \times (t_{j-1}, t_j)$ și $(x_i, y_j) \in I_{i,j}$; $i = 1 \dots N_x$; $j = 1 \dots N_y$. Fie η o bază a spațiului aproximant cu

$$\begin{cases} \eta_{i,j}(x, y) = 1 & \text{dacă } x, y \in I_{i,j} \\ \eta_{i,j}(x, y) = 0 & \text{dacă } x, y \notin I_{i,j} \end{cases} \quad (15)$$

Atunci necunoscuta ecuației aproximative se exprimă sub forma :

$$J_n = \sum_{i=1}^{N_x} \sum_{j=1}^{N_y} J(x_i, y_j) \cdot \eta_{ij} \quad (16)$$

și este o funcție treaptă care are valoarea $J(x_i, y_j)$ în $I_{i,j}$.

Ecuația aproximativă are forma :

$$J_{ni,j} + \lambda \sum_{l=1}^{N_x} \sum_{m=1}^{N_y} a_{i,j,l,m} J_{nl,m} = J_s \quad (17)$$

unde

$$a_{i,j,l,m} = \int_{I_{l,m}} G(x, y, x_i, y_j) \, dx \, dy \quad (18)$$

are valoarea calculată :

$$a_{i,j,l,m} = \frac{1}{2} [I(x_c, y_j) - I(x_M, y_M)] \quad (19)$$

unde s-au folosit expresiile formale :

$$\begin{aligned} I(u, v) &= I'(u, v, x_i, y_m) + I'(u, v, x_{i-1}, y_{m-1}) - \\ &- I'(u, v, x_{i-1}, y_m) - I'(u, v, x_i, y_{m-1}) \end{aligned} \quad (20)$$

și

$$\begin{aligned} I'(u, v, x, y) &= (x - u)(y - v) \ln[(x - u)^2 + \\ &+ (y - v)^2] - 3(x - u)(y - v) + \\ &+ (x - u)^2 \operatorname{arctg} \frac{y - v}{x - u} + (y - v)^2 \operatorname{arctg} \frac{x - u}{y - v} \end{aligned} \quad (21)$$

Pentru J_s dat, sistemul de ecuații liniare (17) poate fi rezolvat iterativ fără prelucrări suplimentare. S-a folosit o metodă iterativă, în care necunoscuta se exprimă :

$$J_{ni,j}^k = \left(J_s - \lambda \sum_{l=1}^{N_x} \sum_{m=1}^{N_y} a_{i,j,l,m} J_{nl,m}^{k-1} \right) \cdot \omega + (1 - \omega) J_{ni,j}^{k-1} \quad (22)$$

unde k reprezintă ordinul iterației, iar ω este coeficientul de subrelaxare, pentru care s-a constatat prin experiment numeric, o valoare optimă de 0,65.

Pentru determinarea mărimii J_s s-a utilizat o schemă iterativă de forma :

$$J_s^k = J_s^{k-1}(1 - \beta) + \frac{|I| - |I^k|}{S} \cdot \beta \quad (23)$$

unde $\beta = 0,5$ s-a constatat a fi o valoare optimă.

Justificarea relației (23) este dată de relația de legătură dintre $\underline{J}$ și J_s care rezultă din ecuația (13) prin normare cu J_s :

$$\underline{J}/J_s + \lambda \int G \cdot \underline{J}/J_s ds = 1 \quad (24)$$

sau

$$\underline{u} + \lambda \int G \cdot \underline{u} ds = 1 \quad (25)$$

Rezolvînd ecuația (25) în variabila $\underline{u}$ se obține apoi :

$$\underline{J} = \underline{u} \cdot J_s \quad (26)$$

Dacă pentru J_s dat s-a obținut prin relația (10) un curent diferit de cel măsurabil, se modifică J_s în sensul corespunzător atingerii acestei valori, de exemplu cu o relație de tipul (23).

Relația (22) constituie prima iterație pentru determinarea densității de curent, iar relația (23) constituie a doua iterație pentru determinarea densității de curent datorată cimpului electric imprimat.

3. Rezultate

Existența planelor de simetrie în lungul conductorului oferă posibilități de reducere a efortului de calcul. De asemenea alegerea punctului de referință M , din considerente de ordin fizic, este de mare importanță.

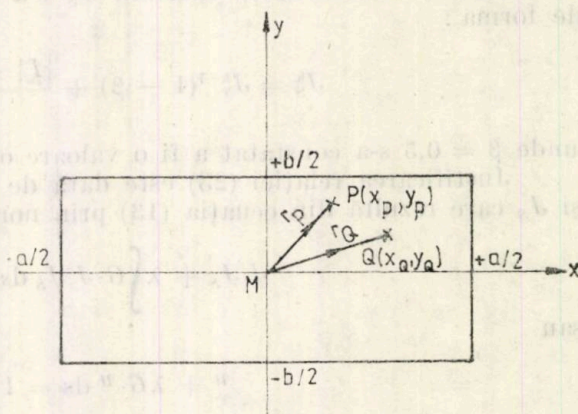
3.1. *Efectul pelicular.* În cazul temei de efect pelicular, la conductorul cu secțiunea dreptunghiulară într-un sistem de coordonate ca în fig. 1, calculul densității de curent se efectuează numai pentru un sfert din aria secțiunii transversale, iar punctul M a fost ales în centrul de simetrie al figurii. În aceste condiții expresia densității de curent (13) scrisă pe componentele razelor vectoare, ia forma :

$$\begin{aligned} \underline{J}(x_p, y_p) = J_s(x, y) + \\ + j \frac{\omega \cdot \sigma \cdot \mu_0}{2 \cdot \pi} \int_0^{b/2} \int_0^{a/2} J(x_q, y_q) \cdot \end{aligned} \quad (27)$$

$$\cdot \ln \left(\prod_{k=1, k \neq 0}^1 \frac{\{[x_p - (-1)^{k_1} x_q]^2 + [y_p - (-1)^{k_2} y_q]^2\}^{1/2}}{(x_q^2 + y_q^2)^{1/2}} \right) dx_q dy_q$$

În fig. 2 se prezintă, sub forma unei plase mulate densitatea de curent ca mărime efectivă în aria secțiunii transversale a unui conductor cu dimensiunile $80 \times 10 \text{ mm}^2$, parcurs de un curent de 2400 A la frecvența

Fig. 1 — Secțiune transversală în conductor drept



de 50 Hz . Rezistivitatea materialului s-a ales $\rho = 1,8 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$. În fig. 3 și 4 sînt prezentate valorile reale, respectiv imaginare ale densității de curent. Se observă că la extremitățile conductorului este predominantă componenta imaginară, iar în zona centrală cea reală. În fig. 5 este dată valoarea efectivă a densității de curent în planul de simetrie longitudinal.

$I = 2400 \text{ [A]}$
 $\text{Max} = 4.048878 \text{ [A/mm}^2\text{]}$
 $\text{Min} = 2.893161\text{E-02 [A/mm}^2\text{]}$
 $a = 10 \text{ [mm]}$
 $b = 80 \text{ [mm]}$
 $k = 1.146$
 $J_s = 2.272 \text{ [A/mm}^2\text{]}$
 Max

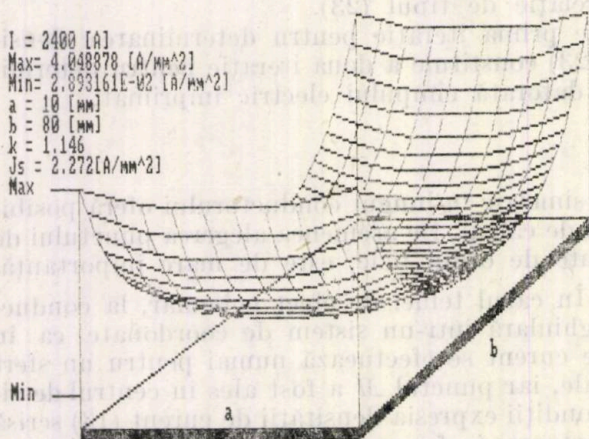


Fig. 2 — Reprezentarea tridimensională a densității de curent (efect pelicular)

Factorul de majorare k_a a rezistenței electrice s-a calculat cu relația :

$$K_a = \frac{\int_{S_Q} \rho / |J(Q)|^2 dS}{\rho \cdot J_{cc}^2 S_Q} \quad (28)$$

unde J_{cc} este densitatea de curent continuu. În figura 6 este prezentată variația factorului de majorare K_a în funcție de rezistența în curent con-

Fig. 3 — Reprezentare tridimensională a mărimii $Re [I]$

$I = 2400 [A]$
 $Max = 4.924781 [A/mm^2]$
 $Min = 2.272036 [A/mm^2]$
 $a = 10 [mm]$
 $b = 80 [mm]$
 $k = 1.146$
 $J_s = 2.272 [A/mm^2]$
 Max

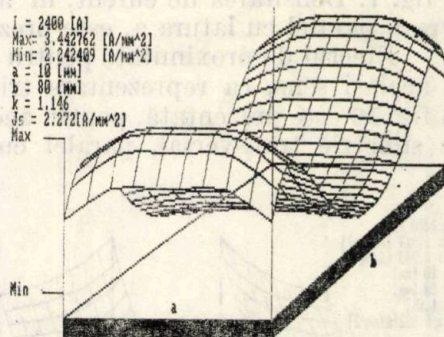
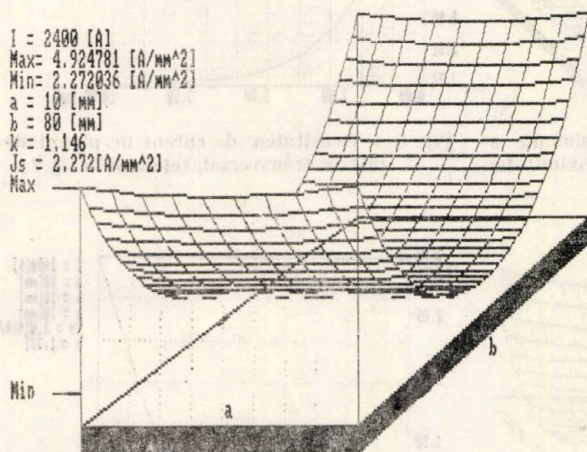


Fig. 4 — Reprezentarea tridimensională a mărimii $Im [J]$

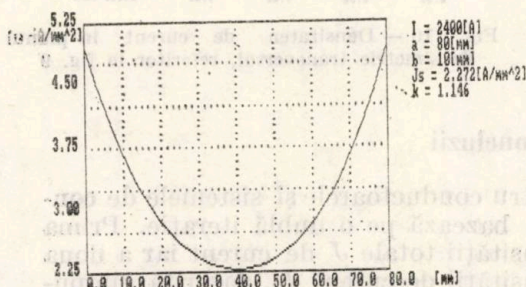


Fig. 5 — Densitatea de curent în planul de simetrie longitudinal

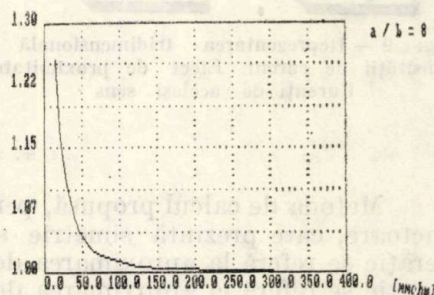


Fig. 6 — Factorul ka de majorare a rezistenței în curent alternativ

tinuu pentru valoarea parametrului $b/a = 8$. Față de valorile date în literatură de Dwight [8] și Rols [9] rezultatele obținute sînt concordante în afară de domeniul valorilor mici ale rezistenței în curent continuu.

3.2. *Efectul de proximitate* pentru două conductoare, parcurse de curent în sensuri contrarii, ca reprezentare tridimensională, este ilustrat

în fig. 7. Densitatea de curent, în acest caz, în planul de simetrie transversal, paralel cu latura a , este prezentată în fig. 8.

Efectul de proximitate pentru două conductoare, parcurse de curent în același sens, ca reprezentare tridimensională, este ilustrat în fig. 9. În fig. 10 este prezentată, pentru acest caz, densitatea de curent în planul de simetrie transversal, paralel cu latura a .

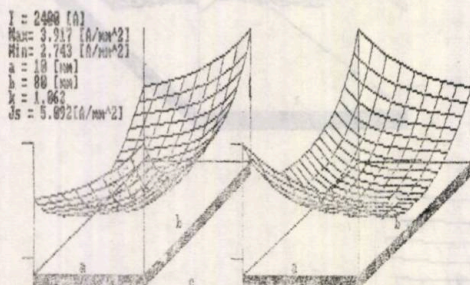


Fig. 7 — Reprezentarea tridimensională a densității de curent. Efect de proximitate. Curenți de sens contrar

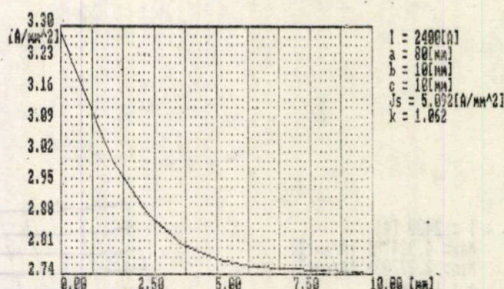


Fig. 8 — Densitatea de curent în planul de simetrie transversal, referitor la fig. 7

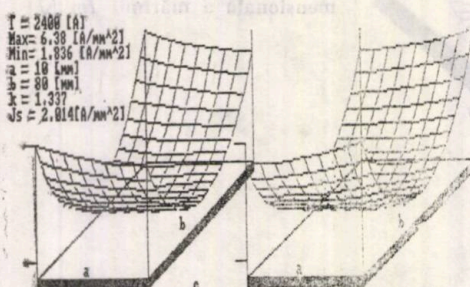


Fig. 9 — Reprezentarea tridimensională a densității de curent. Efect de proximitate. Curenți de același sens

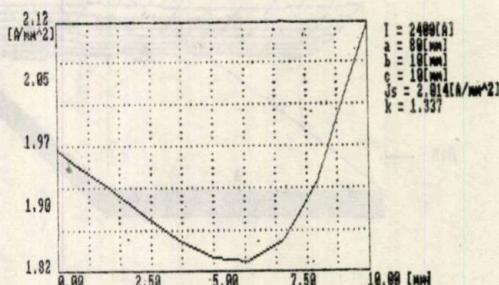


Fig. 10 — Densitatea de curent în planul de simetrie transversal, referitor la fig. 9

4. Concluzii

Metoda de calcul propusă, pentru conductoarele și sistemele de conductoare, care prezintă simetrie se bazează pe o dublă iterație. Prima iterație se referă la aproximarea densității totale J de curent iar a doua iterație se referă la aproximarea densității de curent J_s , datorită câmpului electric imprimat. Volumul de calcul s-a redus considerabil prin observarea simetriilor geometrice și de câmp electromagnetic.

Alegerea punctului de referință a potențialului magnetic vector s-a făcut astfel încît oricare două puncte simetrice să ofere aceeași valoare în modul a potențialului magnetic vector. Astfel, acest punct a fost ales :

- În centrul de figură, în cazul efectului pelicular
- În centrul de simetrie al sistemului a două conductoare parcurse de curent în același sens.

c) Oriunde pe axa de simetrie longitudinală, care este locul geometric de potențial magnetic nul, în cazul sistemului de două conductoare parcurse de curent în sensuri contrarii.

Se constată că, la sistemele formate din două conductoare paralele, factorul K_a , de majorare a rezistenței în curent alternativ este sensibil mai mare în cazul curenților de același sens față de cazul curenților de sensuri contrarii.

ANEXA 1

Potențialul magnetic vector de referință

Din relația (3), aplicată unui conductor filiform, cu scriere în coordonate cilindrice, se obține pentru un punct P situat la distanța r de conductor :

$$\frac{\mu_0 I}{2 \cdot \pi \cdot r} \vec{\varphi} = \text{rot } \underline{A}_{\varphi} = - \frac{\partial \vec{A}}{\partial \vec{r}} \vec{\varphi} \quad (\text{A1})$$

de unde rezultă :

$$\int_{A_M}^{A_P} d\underline{A} = - \frac{\mu_0 \cdot I}{2 \cdot \pi} \int_{r_M}^{r_P} \frac{dr}{r} \quad (\text{A2})$$

$$\underline{A}_P - \underline{A}_M = - \frac{\mu_0 \cdot I}{2 \cdot \pi} \ln \frac{r_P}{r_M} \quad (\text{A3})$$

Relația A3 este valabilă cu originea sistemului de referință în punctul de poziționare a conductorului filiform. Pentru altă origine față de care conductorul filiform este poziționat cu raza vectorie $\vec{r}_Q$ relația (A3) devine :

$$\underline{A}_P - \underline{A}_M = - \frac{\mu_0 \cdot I}{2 \cdot \pi} \ln \frac{|\vec{r}_P - \vec{r}_Q|}{|\vec{r}_M - \vec{r}_Q|} \quad (\text{A4})$$

Prin impunerea ca $\underline{A}_M = 0$ rezultă raza vectorie r_M , astfel ca $\underline{A}_P$ să aibă aceeași valoare în modul pentru oricare două puncte simetrice ale sistemului. Această observație este valabilă numai pentru sistemele care oferă simetrie geometrică și de câmp electromagnetic.

BIBLIOGRAFIE

1. H. G. Gross, Die Berechnung der Stromverteilung in Zylindrischen Leitern mit rechteckigen und elliptischen Querschnitt, Arch. Elektrotechn. 34 (1946), p. 241—268.
2. A. Timotin, O metodă de iterație pentru studiul efectului pelicular în bare drepte, St. cerc. electr. Tom 15, Nr. 1, 1965, p. 1—29.
3. A. K. Gasiorski, Finite element method for field analysis in rectangular conductor carrying sinusoidal current, Arch. Elektrotechn. 68 (1985), p. 85—92.
4. W. Lipinski, M. Gramz, P. Krason, Ein Beitrag zur Berechnung der Stromverdrängung in einem Bandleiter, Arch. Elektrotechn. 62 (1980), p. 51—55.
5. W. Lipinski, P. Krason, Integral equations methods of analysis describing the skin-effect in conductors. IEEE-Trans. on Magnetism Vol. Mag. 18 No. 2. March 1982, p. 473—475.

6. K. Preis, Ein Beitrag zur Berechnung ebener Wirbelstromverteilungen in Doppelbandleiter-systemen, Arch. Elektrotechn. 67(1984) p. 361—368.
7. M. Ehrlich, Vereinfachte Verlust — und Induktivitätsberechnung bei ebenen Stromverdrängungsproblemen, Arch. Elektrotechn. 60 (1978), p. 129—135.
8. H. B. Dwight, Electrical Coils and Conductors, Mc. Graw-Hill New-York 1945.
9. R. Rols, Calcul des chutes de tension et des efforts électrodynamiques dans les conducteurs, Techniques de l'ingénieur Paris 1958.
10. H. I. Reinhardt, Analysis of Approximation Methods for Differential and integral Equations, Springer Verlag, New-York, 1985.

Skin and Proximity Effects in Conductors with Plane of Symmetry

An algorithm for the computation of skin and proximity effect in systems of conductors, which present geometrical and magnetic field symmetry, especially for the rectangular cross section conductors, is presented. 3D representation of current density, in isolated conductor and systems of two conductors in the case of currents to the contrary and currents to the same sense, are included. The computation of the increasing factor k_a of electric resistance in a.c. is performed.

(A2)

(A3)

(A4)

BIBLIOGRAPHIE

1. H. G. Gress, Die Berechnung der Stromverteilung in Zylinderstrahl-Leitern mit rechteckigen und elliptischen Querschnitt, Arch. Elektrotechn. 84 (1985) p. 241—248.
2. A. Tănăsescu, O metodă de rezolvare a ecuațiilor integrale pentru calculul câmpului magnetic în conductoare cu secțiune dreptunghiulară, Rev. Roum. Electrotehn. 15, Nr. 1, 1985, p. 1—20.
3. A. K. Ghoshal, Finite element method for field analysis in rectangular conductor carrying alternating current, Arch. Elektrotechn. 68 (1989) p. 85—93.
4. W. Vlase, H. Gress, H. Hortopan, Ein Beitrag zur Berechnung der Stromverteilung in ebenen Leiterstrahl, Arch. Elektrotechn. 63 (1986) p. 51—55.
5. W. Reinhardt, Integral equations methods of analysis describing the distribution of currents in conductors, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG-18, No. 2, March 1982, p. 433—437.

ECHIPAMENTE PENTRU AUTOMATIZAREA STAȚIILOR DE ÎNCERCĂRI DE PUTERE

V. TRUȘCĂ *

Introducere

Dezvoltarea foarte rapidă din ultimele decenii a sistemelor electro-energetice precum și creșterea într-un ritm intens a puterilor instalate a condus la solicitări sporite asupra aparatelor de comutație, atât pe partea de înaltă tensiune cât și pe partea de joasă tensiune. Aceste solicitări au impus perfecționarea aparaturii și a metodelor de studiu și încercare, atât pe căi teoretice cât și pe căi experimentale. Soluțiile constructive a trebuit să fie revizuite, deoarece problemele legate de siguranța în funcționare au devenit tot mai complexe. Dezvoltarea de noi tipuri de aparate de comutație s-a făcut mai mult pe baze experimentale, manifestându-se o rămânere în urmă în ceea ce privește aspectele teoretice. În consecință realizarea unor aparate de comutație cu performanțe ridicate a fost posibilă numai acolo unde a existat o bază de cercetare și experimentare puternică.

În lucrarea de față autorul prezintă câteva realizări originale de aparate și dispozitive electronice destinate stațiilor de încercări de putere și anume: programator electronic pentru încercări cu control de fază, aparat pentru înregistrarea puterii și energiei arcului electric, aparat pentru înregistrarea integralei Joule la siguranțele fuzibile, aparat pentru încercat contacte electrice cu control de fază, simulator electronic pentru stații de încercări directe.

1. Programator electronic pentru încercări cu control de fază

1.1. *Prezentarea temei*

Programatoarele sau comutatoarele program, cu controlul fazei de conectare a tensiunii sînt echipamente specifice stațiilor de încercări. Buna funcționare a unei stații de încercări este determinată în principal de funcționarea corectă a programatorului care realizează automatizat succesiunea comenzilor, deoarece durata încercărilor este foarte scurtă ($0,5 \div 1$ s).

* Conf. dr. ing., catedra Măsurii și aparate electrice

În stațiile de încercări se verifică în special capacitatea de deconectare (rupere) și de conectare, stabilitatea termică și dinamică. În aceste condiții trebuie avut în vedere că programatorul trebuie să asigure în principal cel puțin următoarele comenzi: pornirea oscilografelor, producerea scurtcircuitului prin comanda de închidere a contactoarelor sincronice, deschiderea aparatului de încercat, deschiderea aparatului de protecție, oprirea oscilografelor.

Apariția unor comenzi intempestive într-o stație de încercări poate produce accidente foarte grave și chiar distrugerea aparatului de încercat.

1.2. Realizări practice

În lucrarea de față se prezintă o variantă originală de programator electronic, cu elemente logice și control continuu de fază, format din două canale cu posibilitatea selecției fazei, unul folosit pentru acționarea contactorului sincron, iar altul pentru triggerarea exterioară a osciloscopului în vederea înregistrării fenomenelor. Schema fiind concepută modulară, numărul de canale poate fi multiplicat după necesități [4].

În figura 1, se prezintă schema bloc a programatorului conceput în care s-au făcut următoarele notații: *A* — bloc formator de impulsuri de sincronizare cu tensiunea rețelei; *B* — bloc pentru reglajul de fază; *C* — bloc numărător de impulsuri — perioade, *OC* — cuplor optic, *D* — amplificator de ieșire (amplificator de impuls), *E* — amplificator de ieșire 2, folosit pentru triggerarea osciloscopului, sau pentru a comanda bobina unui releu; *F* — bloc formator de impulsuri de comandă, *S* — blocul surselor

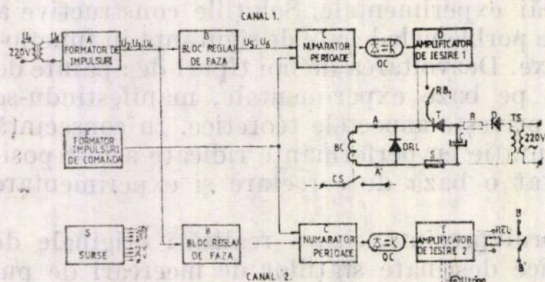


Fig. 1 — Schema bloc a programatorului

de alimentare, *B* *C* — bobina de comandă a contactorului sincron, *CS* — contactele contactorului sincron.

În figura 2 este prezentată fotografia programatorului realizat, iar în figura 3, formele de undă pentru tensiuni și curenți în diferite puncte ale schemei. Funcționarea detaliată a fiecărui bloc în parte și schemele corespunzătoare sînt prezentate în lucrările [1], [4].

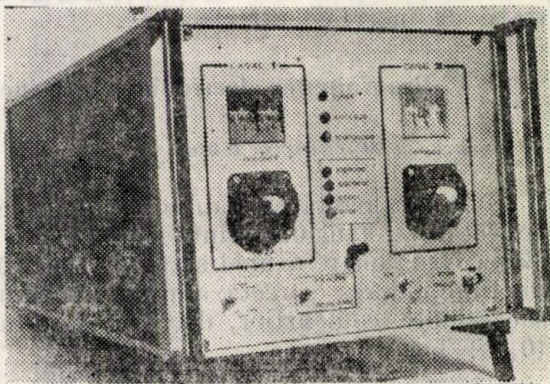


Fig. 2 — Fotografia programatorului

1.3. Rezultate experimentale

În figura 4 se prezintă schema electrică realizată practic în vederea verificării funcționării programatorului în condiții reale de funcționare. Declanșarea bazei de timp a osciloscopului s-a făcut pentru o parte din

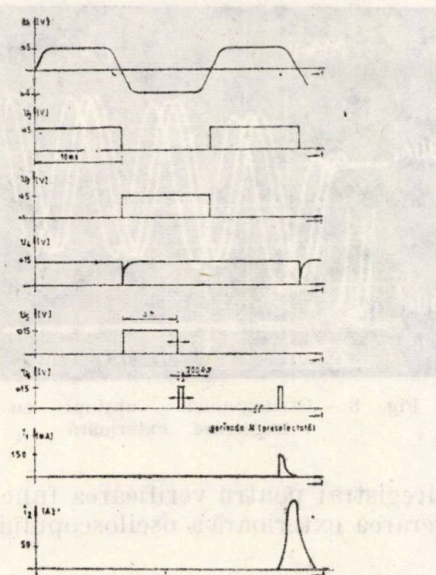


Fig. 3 — Formele de undă pentru tensiuni și curenți în diferite puncte ale schemei

oscilोगrame cu triggerare exterioară, cu ajutorul canalului 2 al programatorului, iar pentru altă parte s-a folosit triggerarea internă cu ajutorul semnalului de înregistrat.

Astfel în figura 5 s-a prezentat impulsul de curent real în bobina de comandă a contactorului sincron, A, fără DRL și D cu DRL (diodă de regim liber).

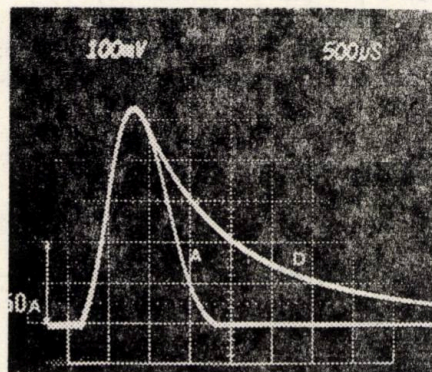


Fig. 5 — Impulsul de curent în bobina de comandă a contactorului sincron

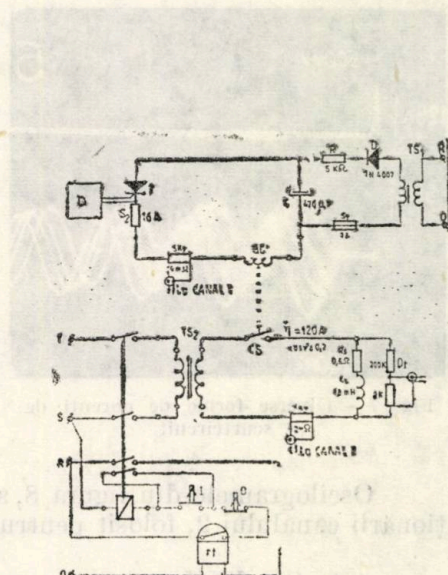


Fig. 4 — Schema electrică a montajului experimental utilizat

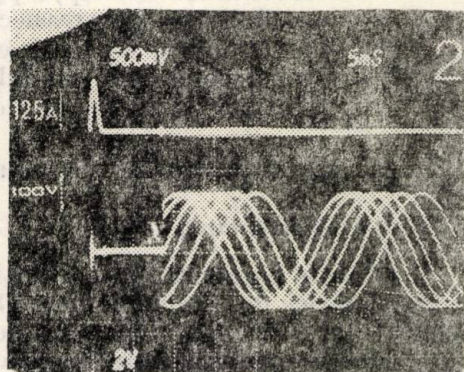


Fig. 6 — Oscilोगramele la conectarea diferitelor faze ale tensiunii

În figura 6, se observă diverse faze ale conectării. Tensiunea s-a oscilografiat la bornele sarcinii R_s , L_s . S-a oscilografiat de asemenea impulsul de curent în bobina de comandă BC a contactorului sincron.

În figura 7, sînt redată diverse forme de curenți de scurtcircuit, de la simetria totală la asimetria maximă.

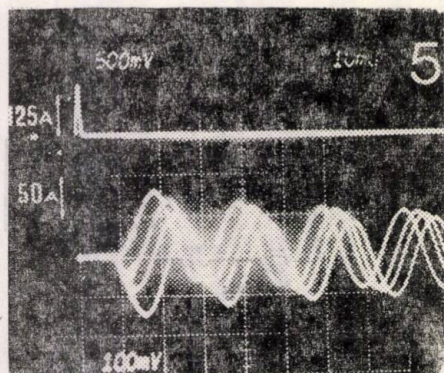


Fig. 7 — Diverse forme de curenți de scurtcircuit

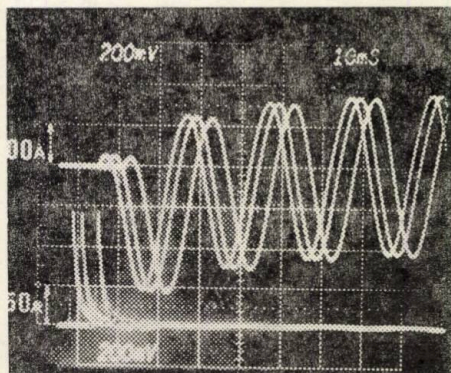


Fig. 8 — Oscilogramele obținute cu triggerare exterioră

Oscilogramele din figura 8, s-au înregistrat pentru verificarea funcționării canalului 2, folosit pentru triggerarea exterioră a osciloscopului.

1.4. Concluzii

Realizările prezentate mai sus au dovedit că există posibilitatea realizării de programatoare electronice cu performanțe ridicate, chiar în cazul folosirii de componente cu nivel *TTL*. Astfel programatorul realizat asigură următoarele performanțe :

- a — selecția corectă a numărului de perioade între 0—999, (0—20 s);
- b — selecția corectă a fazei în cadrul unei semiperioade (0—180 grd.el);
- c — stabilitatea în timp, reproducerea precisă a comenzilor;
- d — posibilitatea de preselecție a semialternanței (+) sau (-);
- e — funcționarea corectă a canalului 2, durata triggerării externe;
- f — construcția fiind modulară numărul de canale poate fi multiplicat în funcție de necesități.

2. Aparat pentru înregistrarea puterii și energiei arcului electric

2.1. Prezentarea temei

Printre parametrii importanți care influențează comportarea aparatelor electrice de comutație în exploatare, sînt și puterea, respectiv energia arcului care apar în procesul de deconectare.

Astfel expresia puterii instantanee este :

$$P = ui = E_a l i = E_a v \cdot t \cdot i \quad (1)$$

iar energia dezvoltată în arc, poate fi exprimată prin relația :

$$W = \int_0^t p dt = \int_0^t u i dt \quad (2)$$

Pornind de la această idee în subcapitolul de față se prezintă realizări ale autorului folosindu-se principiul de măsurare pe cale electronică a puterii și energiei arcului electric. Astfel se pornește de la expresia puterii instantanee $p(t)$ care este egală cu produsul dintre valoarea instantanee a tensiunii $u(t)$ și valoarea instantanee a curentului $i(t)$:

$$p(t) = u(t) \cdot i(t) \quad (3)$$

Această multiplicare se realizează pe cale electronică, unde este suficient să multiplicăm o mărime fizică care este proporțională cu valoarea instantanee a tensiunii cu o mărime fizică care este proporțională cu valoarea instantanee a curentului. Ca element de integrare se preferă un integrator activ, folosind un amplificator operațional, ca în cazul calculatoarelor analogice [2], [8].

Elementul principal în realizarea unui aparat destinat măsurării puterii și energiei îl constituie multiplicatorul, care trebuie să multiplice corect din punct de vedere al amplitudinilor și frecvenței, tensiunea și curentul.

2.2. Realizări practice

Măsurarea puterii și energiei arcului electric în procesul de comutație, oferă posibilitatea aprecierii comportării arcului în aparatele de comutație, precum și mijloacele folosite pentru diminuarea acțiunii acestuia și deci în consecință îmbunătățirea performanțelor aparatelor.

Autorul a realizat mai multe variante de aparate destinate măsurării parametrilor mai sus amintiți, din ce în ce mai perfecționate, care au fost prezentate în lucrările, [2], [5], [8].

De exemplu în figura 9, se prezintă schema bloc a unor aparate realizate, în care A_1 și A_2 , reprezintă amplificatoarele de intrare, pentru ten-

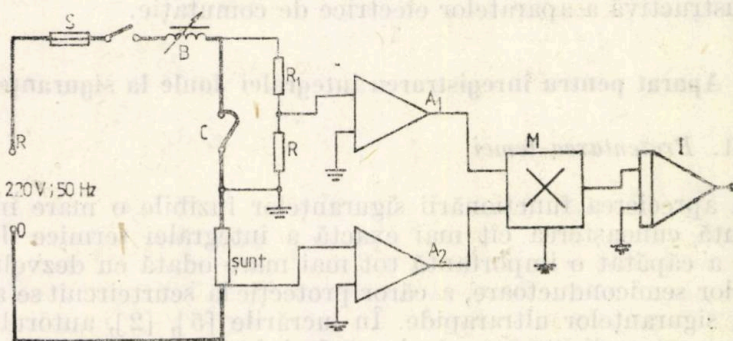


Fig. 9 — Schema bloc de principiu

și una arcului, respectiv curentul din arc, semnale care sînt culese de la divizorul de tensiune D și șuntul S , multiplicatorul M la ieșirea căruia se obține puterea instantanee și integratorul I la ieșirea căruia se obține energia de măsurat. Banda de frecvență în cazul variantelor perfecționate fiind de pînă la 500 kHz.

2.3. Rezultate experimentale

Cu ajutorul aparatelor realizate s-a procedat la efectuarea unor studii de optimizare a unor aparate, aprecierea făcîndu-se pe baza energiei minime dezvoltate în coloana arcului electric.

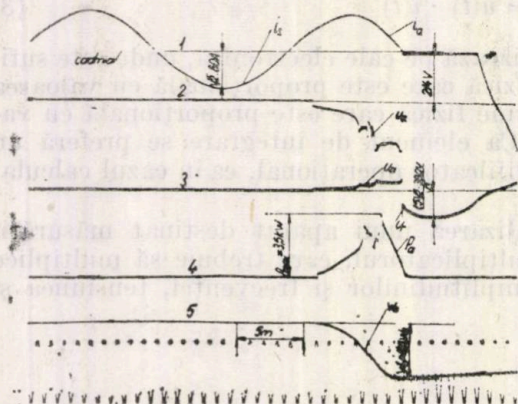


Fig. 10 — Oscillogramele obținute în cazul plăcuțelor cadmate (Cd)

Ca exemplu în figura 10 se prezintă oscillogramele obținute la încercarea camerelor de stingere ale unui contactor de 200A, cu plăcuțele feromagnetice protejate cu Cd, pe care s-a notat cu 1 — oscilograma curentului de sarcină, respectiv a curentului prin arc, cu 2 — tensiunea arcului la o scară mărită, cu 3 — tensiunea arcului și tensiunea oscilantă de restabilire, cu 4 — puterea instantanee din arc, cu 5 — energia dezvoltată în arc, iar cu 6 — oscilograma bazei de timp, [9], [10].

2.4. Concluzii

Din experimentările efectuate, în ceea ce privește aprecierea eficienței stingerii arcului electric pe baza puterii, respectiv a energiei minime dezvoltate în arc, constituie un criteriu important în studiile de optimizare constructivă a aparatelor electrice de comutație.

3. Aparat pentru înregistrarea integralei Joule la siguranțele fuzibile

3.1. Prezentarea temei

În aprecierea funcționării siguranțelor fuzibile o mare importanță o prezintă cunoașterea cât mai exactă a integralei termice Joule, [5]. Aceasta a căpătat o importanță tot mai mare odată cu dezvoltarea dispozitivelor semiconductoare, a căror protecție la scurtcircuit se asigură cu ajutorul siguranțelor ultrarapide. În lucrările [5], [2], autorul prezintă, două variante realizate în cadrul catedrei de Măsură și Aparatură electrice din IPB.

3.2. Realizări practice

În figura 11 este prezentată schema bloc a unui dispozitiv analogic realizat, pe care s-au făcut următoarele notații: S — siguranță fuzibilă de încercat, S_h — șunt de măsură, de preferință coaxial, în serie cu sigu-

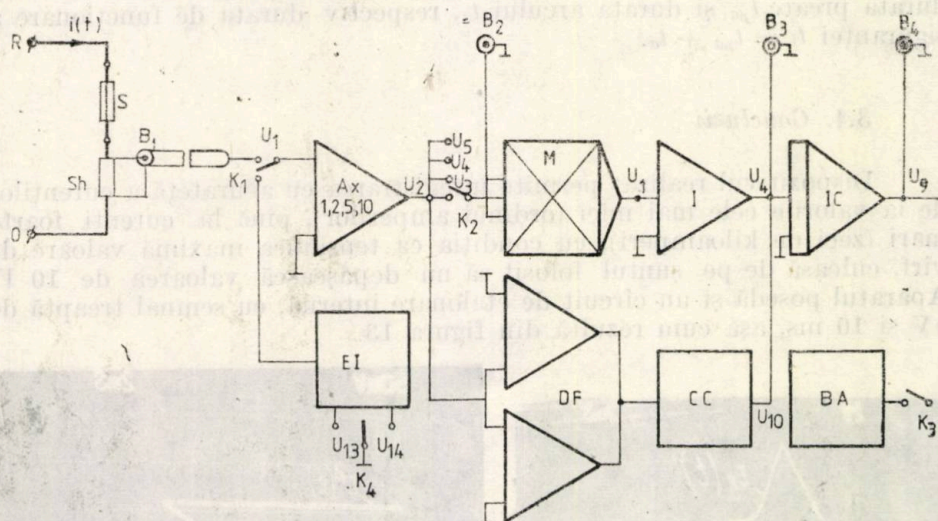


Fig. 11 — Schema bloc a dispozitivului analogic pentru înregistrarea integralei Joule

ranța de încercat, A — amplificator de intrare, M — multiplicator hibrid, I — amplificator inversor, IC — integrator comandat, EI — circuit de etalonare internă, DF — detector fereastră, CC — circuit de comandă, BA — bloc de alimentare. Funcționarea detaliată este prezentată în lucrările, [2], [5].

În final rezultă că integrala Joule devine

$$\int_0^t i^2 dt = \frac{U_e \cdot C \cdot R \cdot 10}{K^2 \cdot R_s^2} \quad (4)$$

unde u_e este tensiunea de ieșire (U_9 din figura 11), R rezistența de intrare a integratorului, C , capacitatea din reacția integratorului, K constanta de amplificare a amplificatorului de intrare, iar R_s rezistența șuntului.

Dacă se consideră o durată de integrare de 10 ms, care este suficientă în cazul siguranțelor fuzibile, se poate lua $C = 1 \mu F$, $R = 10 \text{ k}\Omega$, relația (4) devine:

$$\int_0^t i^2 dt = \frac{u_e \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-4} \cdot 10}{K^2 \cdot R_s^2} = \frac{u_e}{10 K^2 R_s^2} \quad (5)$$

3.3. Rezultate experimentale

În figura 12 sint prezentate oscilogramele $i(t)$ și $\int_0^t i^2 dt$ pentru o siguranță ultrarapidă de 16 A, punindu-se în evidență destul de net, durata prearc t_{pa} și durata arcului t_a , respectiv durata de funcționare a siguranței $t_f = t_{pa} + t_a$.

3.4. Concluzii

Dispozitivul realizat permite înregistrarea cu acurateță a curenților de la valorile cele mai mici (ordinul amperilor), până la curenți foarte mari (zeci de kiloamperi), cu condiția ca tensiunea maximă valoare de vîrf, culeasă de pe șuntul folosit să nu depășească valoarea de 10 V. Aparatul posedă și un circuit de etalonare internă, cu semnal treaptă de 1V și 10 ms, așa cum rezultă din figura 13.

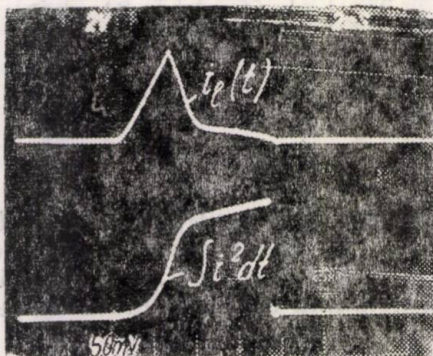


Fig. 12 — Oscilogramme $i(t)$ și $\int_0^t i^2 dt$ pentru o siguranță fuzibilă ultrarapidă de 16A

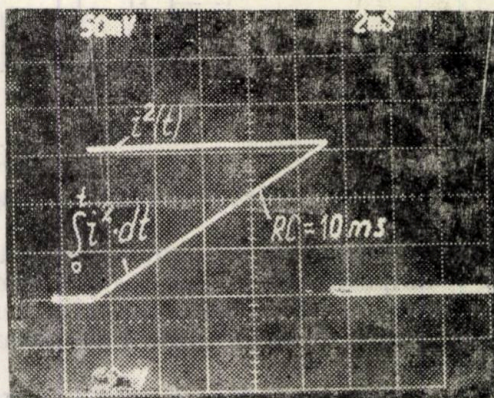


Fig. 13 — Oscilogramă de etalonare

4. Aparat pentru încercat contacte electrice cu control de fază

4.1. Prezentarea temei

Contactele electrice constituie componente esențiale ale aparatelor de comutație mecanică, în ceea ce privește performanțele acestora. Calitatea contactelor se apreciază de regulă pe baze experimentale, dar durata încercărilor este uneori destul de lungă. Pentru scurtarea duratei încercărilor și o apreciere mai exactă pe baze comparative a diverselor tipuri

de contacte, este avantajos ca aceste încercări să se efectueze cu un control de fază atât la conectarea tensiunii cât și la deconectarea curentului.

În lucrare se prezintă un echipament destinat efectuării studiului uzurii electrice a contactelor de comutație de joasă tensiune în domeniul 6—630A, avându-se în vedere standardele de stat și recomandările CEI; [11], [12]. În cazul regimului intermitent se are în vedere numărul de acționări (cicluri complete, închidere — deschidere) pe oră, ca și durata relativă de conectare.

4.2. Realizări practice

Varianta de aparat care face obiectul prezentării s-a realizat cu circuite electronice logice de tip *TTL* și îndeplinește următoarele funcțiuni:

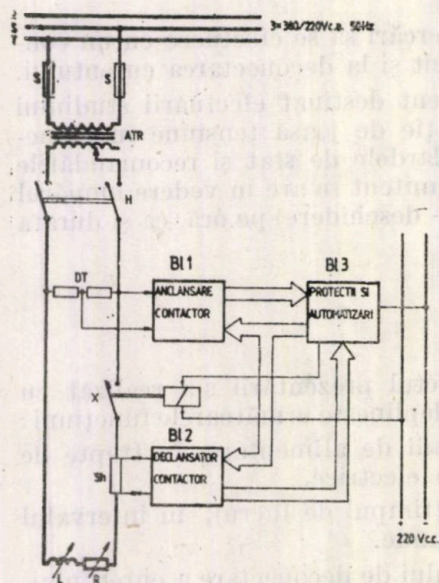
1. Controlul discret al fazei tensiunii de alimentare, în trepte de 15 grade electrice, între 0 și 180 grade electrice.
2. Reglarea timpului de conectare (timpul de lucru), în intervalul 2—18 s, în trepte reglabile de câte 2 secunde.
3. Controlul discret al fazei și timpului de deconectare a curentului. Faza se reglează în trepte de 15 grade electrice, iar timpul de deconectare (pauză) se poate regla în domeniul 0—990 s.
4. Posibilitatea de efectuare a probelor pentru același curent și același $\cos \varphi$, în regim repetitiv.
5. Posibilitatea de efectuare a unui singur ciclu de conectare și deconectare, pentru parametri în prealabil reglați.
6. Posibilitatea de încercare la uzură electrică a contactelor aparatelor de comutație de joasă tensiune în condiții reale de funcționare din punct de vedere al frecvenței de conectare și al duratei de conectare.

Uzura electrică poate fi apreciată atât prin cântărirea pieselor de contact după un anumit număr de manevre cât și prin măsurarea rezistenței de contact, respectiv a căderii de tensiune pe contacte.

Dispozitivul realizat se introduce într-o schemă de încercare ca în figura 14, în care s-au făcut următoarele notații: *ATR* — autotransformator reglabil; *S* — siguranță fuzibilă; *H* — întreruptor manual; *DT* — divizor de tensiune; *X* — aparatul de încercat; *Sh* — șunt; *Z* — sarcina pentru reglarea $\cos \varphi$; *Bl*₁ — blocul care asigură logica de conectare; *Bl*₂ — blocul care asigură logica la deconectare; *Bl*₃ — blocul care asigură logica de comandă a dispozitivului.

În figura 15 este prezentată fotografia aparatului realizat.

Așa cum rezultă din figura 14, după închiderea întreruptorului *H*, de la bornele divizorului de tensiune *DT*, se culege un semnal de aproximativ 5V, care este preluat de blocul logic *Bl*₁, care îl prelucrează și după timpul și faza reglată dă comanda de închidere a aparatului de încercat *X*. În acest moment la bornele șuntului *Sh*, apare un semnal de tensiune care este preluat de blocul de logică *Bl*₂, care de asemenea după timpul și faza reglată asigură deschiderea contactelor aparatului de încercat. Blocul *Bl*₃ conține logica de comandă, [2], [7].



4.3. Realizări experimentale

Dispozitivul realizat s-a testat, efectuându-se încercări asupra unui contactor tip AR-10A. Schema de încercare este prezentată în figura 16. În figura 17 sînt prezentate oscilogrammele obținute pentru diverse faze de conectare a tensiunii, conform relației

$$i = \hat{I}[\sin \alpha e^{-t/T} + \sin(\omega t - \alpha)], [1] \quad (6)$$

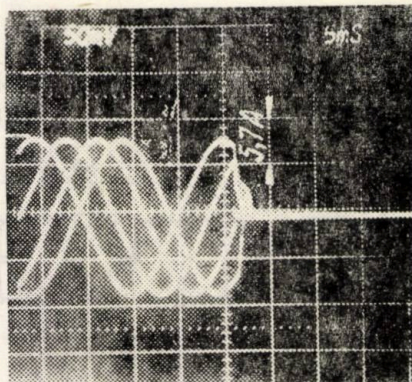


Fig. 18 — Oscilograma le obținute pentru diverse faze de deconectare ale curentului

unde $\alpha = \varphi - \psi$, φ defazajul dintre tensiune și curent, $T = L/R$ constanta de timp a circuitului, iar în figura 18, sînt prezentate oscilogrammele obținute pentru diverse faze de deconectare a curentului.

4.4. Concluzii

Dispozitivul realizat permite :

- Încercarea contactelor sub sarcină și deci stabilirea uzurii electrice a contactelor datorită migrației brute și a arderii materialului
- Stabilirea performanțelor diverselor tipuri de contacte se face pe baza interpretărilor statistice
- Reproducerea cu fidelitate a încercărilor la parametrii reglați (U , I , $\cos \varphi$)
- Conectarea și deconectarea curentului cu controlul direct al fazei între 0 și 180 grade electrice.
- Reglarea timpilor de conectare și de pauză după necesități
- Funcționarea în regim repetitiv („AUTOMAT”) precum și în regim de încercări singulare („SINGLE”).
- Îndeplinirea parțială a funcțiilor unui programator într-o stație de încercări

5. Simulator electronic pentru stații de încercări directe

5.1. Prezentarea temei

Pentru determinarea solicitărilor termice, electrodinamice și dielectrice care apar în aparatele și instalațiile electrice este necesar să se cu-

noască curenţii de scurtcircuit şi tensiunea oscilată de restabilire. Încercări directe sînt dificil de realizat, astfel că în practică, fenomenele de comutaţie se preferă a se studia pe modele, fizice în care parametrii electricei s-au redus la scară, [1]; [2].

Lucrarea prezintă concepţia şi realizarea unui simulator electronic pentru încercări directe, respectiv pentru punerea în evidenţă a curentului de scurtcircuit şi a tensiunii de restabilire care apar în procesul de comutaţie.

5.2. Realizări practice

În figura 19 se prezintă schema electrică de modelare a fenomenelor de comutaţie, în care *MS* — reprezintă modelul sursei, *MR* — modelul

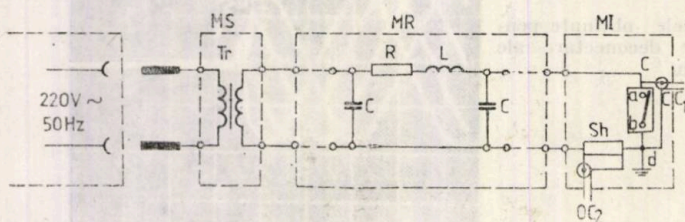


Fig. 19 — Schema electrică de modelare a fenomenelor de comutație

Fig. 20 — Schema bloc a modelului de întreruptor

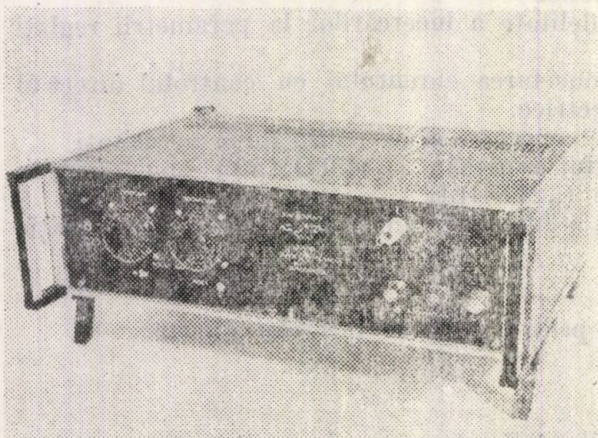
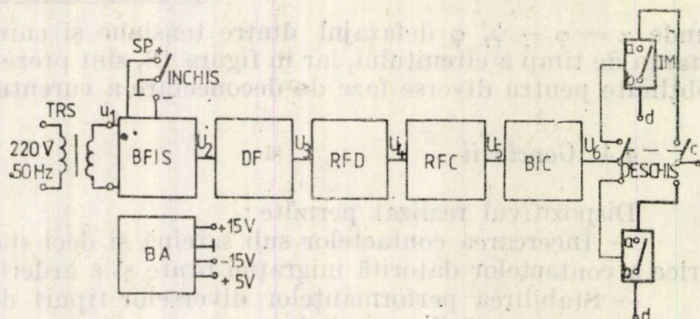


Fig. 21 — Fotografia aparatului realizat

rețelei, iar *MI* — modelul de întreruptor. Schema bloc a modelului de întreruptor este prezentată în figura 20. Întreruptorul modelat s-a rea-

lizat ca un întrerupător ideal în două variante:

— întrerupător ideal electronic, cu comutație statică și — întrerupător ideal cu comutație mecanică, (Releu Reed), detalii în [6], iar în figura 21 este prezentată fotografia modelului de întrerupător realizat.

5.3. Rezultate experimentale

Modelul realizat permite înregistrarea curenților de scurtcircuit pentru diverse faze ψ , de conectare ale tensiunii precum și tensiunea de

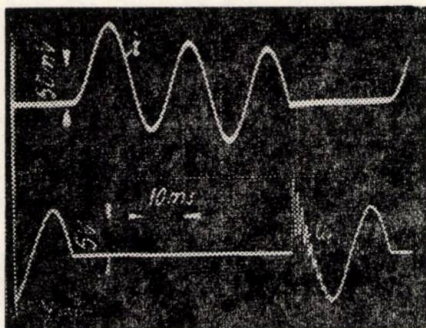


Fig. 22 — Oscilograma curentului de scurtcircuit asimetric de asimetrie maximă (conectare la $\psi = 0$) și a tensiunii oscilante de restabilire la trecerea naturală a curentului prin zero.

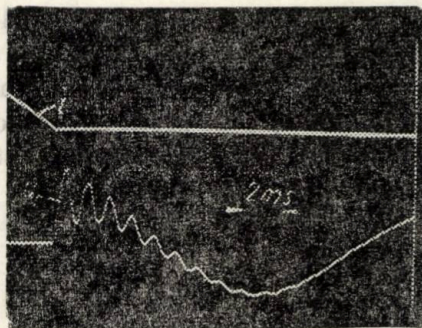


Fig. 23 — Oscilograma curentului de scurtcircuit și a tensiunii de restabilire cu o bază de timp dilatăată.

restabilire obținută la trecerea naturală a curentului prin zero sau cu smulgere de curent.

De exemplu în figura 22 sînt prezentate oscilogramele curentului de scurtcircuit asimetric de asimetrie maximă adică conectare la faza tensiunii $\psi = 0$ și tensiunea de restabilire, la trecerea naturală a curentului prin zero.

Din oscilograma curentului rezultă factorul de lovitură maxim.

$$K = \frac{i_r}{\hat{I}} \approx \frac{2,1}{1,3} = 1,615 \quad (7)$$

iar factorul de oscilație al tensiunii de restabilire

$$\gamma = \frac{\hat{u}}{\bar{U}} \approx \frac{1,95}{1,3} = 1,5 \quad (8)$$

Pentru determinarea cu precizie mai mare a frecvenței tensiunii oscilante de restabilire, în figura 23 se prezintă oscilogramele tensiunii oscilante de restabilire și a curentului de scurtcircuit cu o bază de timp dilatăată. Astfel frecvența tensiunii oscilante de restabilire rezultă:

$$f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{1}{2,0,6 \cdot 10^{-3}} = 833 \text{ Hz} \quad (9)$$

5.4. Concluzii

Din cele prezentate rezultă că aparatul realizat permite simularea pe model a parametrilor electrici (curentul de scurtcircuit și tensiunea de restabilire), în procesul de comutație. Plaja de reglaj a fazei este de ± 10 ms ($-\pi/2 - +\pi/2$), atât la conectare cât și la deconectare.

Deosebit de importantă este realizarea întreruptorului ideal electronic care permite să se studieze pe model parametrii electrici tranzitorii.

Studiile pe model sînt utile în laboratoarele de încercări, cercetare și dezvoltare, de noi tipuri de aparate electrice de comutație.

Simulatorul electronic realizat este de asemenea util studenților din facultățile de profil electric care se pregătesc în domeniul construcției și exploatării aparatelor electrice de comutație.

BIBLIOGRAFIE

1. G. Hortopan, *Aparate electrice*, Editura Didactică și Pedagogică București 1984.
2. G. Hortopan, V. Trușcă, s.a.: *Aparate electrice de comutație; Tehnica fenomenelor rapide*, Editura Tehnică București 1985.
3. G. Hortopan, V. Hortopan, V. Trușcă, Echipament specific pentru încercarea aparatelor de comutație, *EEA-Electrotehnica* (10), nr. 10, oct. 1981, p. 384-392.
4. V. Trușcă, M. Mihai, C. L. Stan, Programator electronic, pentru stații de încercări la capacitatea de rupere, *EEA-Electrotehnica*, 30, 1982, nr. 7 p. 313-320.
5. V. Trușcă, Dispozitiv analogic pentru înregistrarea integralei Joule la siguranțele fuzibile, *EEA-Electrotehnica* 27, 1979, nr. 7, p. 305-309.
6. V. Trușcă, T. B. Diaconescu, Simulator electronic pentru stații de încercări directe, *EEA-Electrotehnica*, 31, nr. 7, oct. 1983, p. 293-300.
7. V. Trușcă, A. Boboș, Dispozitiv pentru încercat contacte electrice cu control de fază, *EEA-Electrotehnica* 33 nr. 3. apr. 1985. p. 120-127.
8. V. Trușcă, Asupra proceselor de stingere a arcului electric în aparatele de comutație, de joasă tensiune, Teză de doctorat, IPB 1973.
9. V. Trușcă, Influența acoperirii metalice a plăcuțelor camerelor de stingere, asupra procesului de deconectare, *Electrotehnica* 20, nr. 8, aug. 1972.
10. V. Trușcă, N. Ciocoiu, Eficiența efectului de electrod asupra stingerii arcului electric în aparatele de comutații de joasă tensiune, *EEA-Electrotehnica* 22, nr. 7-8 iulie-aug. 1974, p. 243.
11. * * * STAS 553/8, STAS 4479/82.
12. * * * *Aparéillage à basse tension*. Publication CEI 157-1, 1973.

Equipments for the Automation of the Stress High Power Stations

The paper presents original apparatus and electronic devices performed by the author for the stress high power stations such as: electronic programmator for phase control stresses apparatus for the electrical arc power and energy recording, apparatus for the Joule thermic integral recording, for the electrical fuses, apparatus for checking the electrical contacts with phase control, simulator for direct stress power stations.

C.Z.: 621.314.7.: 621.375.4

INFLUENȚA TOLERANȚELOR PARAMETRILOR TRANZISTORULUI ASUPRA COSTULUI UNUI AMPLIFICATOR DE BANDĂ LARGĂ

FI. CONSTANTINESCU, MIRUNA NIȚESCU *

Se prezintă o metodă de determinare a toleranțelor componentelor unui amplificator de bandă largă astfel încât, în condiții impuse de funcționare, costul să fie minim. Pentru calculul sensibilităților se folosește o metodă de analiză simbolică a circuitului care se dovedește a fi foarte eficientă.

1. Introducere

În proiectarea asistată de calculator a circuitelor cu componente discrete, după o estimare inițială a parametrilor nominali ai componentelor, se rezolvă o problemă de optimizare care cuprinde: centrarea (determinarea unor noi parametri nominali), calculul toleranțelor maxime și acordarea (alegerea componentelor reglabile și a limitelor de reglare) [1]. Această optimizare are ca obiectiv minimizarea costului circuitului. În această lucrare se va aborda doar problema calculului toleranțelor maxime.

Un amplificator de bandă largă trebuie să funcționeze astfel încât:

$$\left| \frac{A_i - A_o}{A_o} \right| \leq \varepsilon_i, \quad \left| \frac{\tau_i - \tau_o}{\tau_o} \right| \leq \varepsilon'_i \quad i = 1, 2, \dots, n_f \quad (1)$$

unde A_o și τ_o sînt modulul amplificării și timpul de întârziere pentru o frecvență centrală f_o din bandă, iar A_i și τ_i se consideră pentru frecvențele $f_i (i = 1, \dots, n_f)$. Modelul liniar al amplificatorului este descris de parametrii x_k avînd toleranțele $t_k = \frac{\Delta x_k}{x_k}$. Ținînd seama că, în cazul cel

mai defavorabil, A_i devine $A_i \left(1 + \sum_{k=1}^N |S_{x_k}^{A_i}| t_k \right)$ unde $S_{x_k}^{A_i} = \frac{x_k}{A_i} \frac{\partial A_i}{\partial x_k}$

* Șef lucrări dr. ing.; Șef lucrări dr. ing., catedra Electrotehnică

este sensibilitatea amplificării în raport cu x_k la frecvența i , iar τ_i se modifică în mod similar, din (1) rezultă :

$$\frac{A_i}{A_o} \left| \left(1 - \frac{A_o}{A_i} \right) + \sum_{k=1}^N \left(|S_{x_k}^{A_i}| - \frac{A_o}{A_i} |S_{x_k}^{A_o}| \right) t_k \right| \leq \varepsilon_i \left(1 + \sum_{k=1}^N |S_{x_k}^{A_o}| t_k \right) \quad (2)$$

$$i = 1, \dots, n_f$$

$$\frac{\tau_i}{\tau_o} \left| \left(1 - \frac{\tau_o}{\tau_i} \right) + \sum_{k=1}^N \left(|S_{x_k}^{\tau_i}| - \frac{\tau_o}{\tau_i} |S_{x_k}^{\tau_o}| \right) t_k \right| \leq$$

$$\leq \varepsilon'_i \cdot \left(1 + \sum_{k=1}^N |S_{x_k}^{\tau_o}| t_k \right)$$

În (2) o parte dintre valorile t sînt considerate cunoscute, valorile maxime ale celorlalte urmînd să fie determinate.

Funcția cost care trebuie minimizată este

$$P' = \sum_{j=1}^{N_x} P_j(t_j) \quad (3)$$

unde $P_j(t_j)$ reprezintă costul componentei pasive cu parametrul x_j și N_x este numărul componentelor cu toleranțe necunoscute. Relațiile (3) și (2) definesc o problemă de programare neliniară cu restricții [2]. Prin metoda funcției „penalty” [3] problema de optimizare devine fără restricții dacă se consideră o funcție cost

$$P = P' + \sum_{j=1}^{2n_f} P_i^* \quad (4)$$

unde $P_i^* = 0$ dacă inegalitatea din (2) este satisfăcută și $P_i^* = M$ în caz contrar. Minimizarea funcției cost (4) este realizată prin metoda căutării unidimensionale [3] pornind de la prețul cel mai ridicat corespunzător celor mai mici valori ale toleranțelor. În această lucrare se studiază influența toleranțelor parametrilor din schema echivalentă de semnal mic a tranzistorului asupra costului componentelor pasive.

2. Determinarea sensibilităților

Sensibilitățile $S_{x_k}^{A_i}$ și $S_{x_k}^{\tau_i}$ se calculează din sensibilitatea amplificării complexe $S_{x_k}^{A_i}$:

$$S_{x_k}^{A_i} = \operatorname{Re}\{S_{x_k}^{A_i}\}, \quad S_{x_k}^{\tau_i} = \frac{1}{\tau_i} \operatorname{Im}\left\{\frac{dS_{x_k}^{A_i}}{d\omega}\right\} \quad (i = 1, \dots, n_f) \quad (5)$$

Pentru a determina sensibilitatea complexă $S_{x_k}^{A_i}$ se utilizează un program de analiză simbolică [4] care calculează coeficienții polinoamelor de la numărătorul și numitorul amplificării A_i . Aceste polinoame sînt liniare în fiecare variabilă $R_k, G_k, C_k, L_k, \beta_k$. Construind polinomul $H = D - PN$ (D și N sînt polinoame astfel încît $A = N/D$ și $P = 1/A$) se poate evalua

senzitivitatea $S_{x_k}^A$ [5]:

$$S_{x_k}^A = \frac{\text{suma termenilor din } H \text{ care nu conțin pe } x_k}{\text{suma termenilor din } H \text{ care nu conțin } P} \quad (6)$$

Pentru calculul termenilor care apar în (5) se folosește expresia amplificării A în funcție de simbolurile x_k ($k = 1, \dots, N_x$) și ω :

— înlocuind în expresia amplificării valorile x_k cu cele nominale se obține $A = A(\omega) = \hat{N}(\omega)/\hat{D}(\omega)$, termenii de la numitor în (6) sînt $\hat{D}(\omega)$, iar $P_i = 1/\hat{A}(\omega_i)$:

— identificînd termenii din H care nu conțin x_k și ținînd seama de valorile P_i se calculează termenii de la numărător în (6).

3. Analiza amplificatorului de videofrecvență din receptorul TV

Circuitul echivalent pentru semnale mici conținînd schema echivalentă a tranzistorului BF178 ($C_1, R_6, C_8, R_8, I_s = 100 \text{ I}$) este dat în figura 1. Următorii parametri se consideră avînd $t_k = 0$: R_2, R_3 (potențiomtru), R_{12} (pierderi), C_4 (decuplare), C_5 și L_2 (grup acordabil).

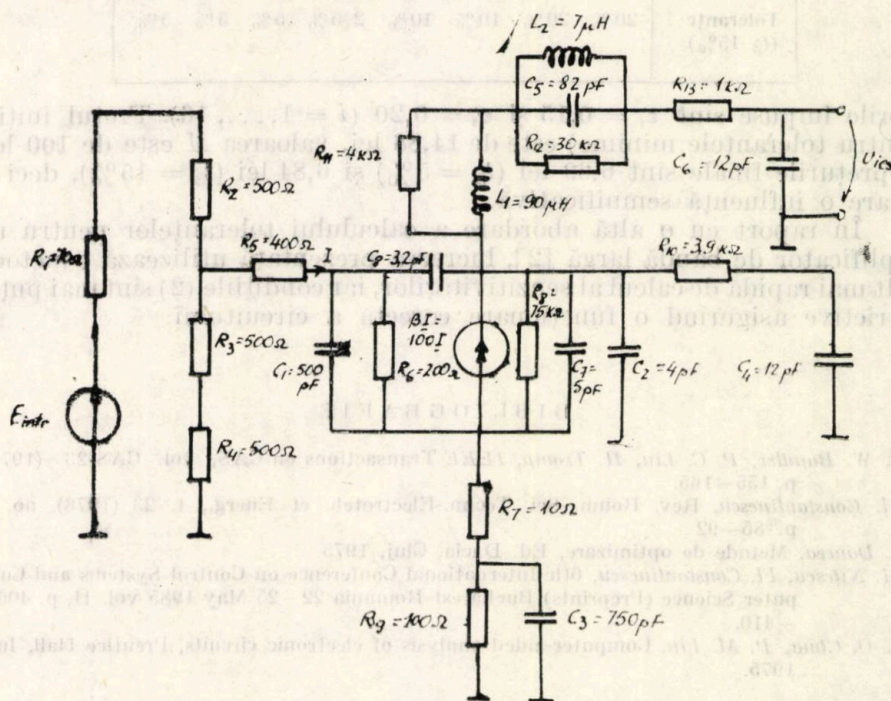


Fig. 1

Se consideră cu toleranța 10% capacitățile parazite (C_2, C_6), rezistența de ieșire a preamplificatorului (R_1), capacitatea grilă-catod a cinescopului (C_8). Se iau $t_{L_1} = 15\%$, $t_{R_6} = t_{R_8} = t_{C_1} = 15\%$ și $t_{C_8} = 10\%$ urmărindu-se influența t_3 asupra costului. Componentele pasive au fost clasificate în trei tipuri după relația preț-toleranță (PT) (tabelul 1).

Tabelul 1

Prețuri tip (lei)

tip	toleranța	2,5 %	5 %	10 %	20 %
1		2,10	0,65	0,50	0,38
2		—	1,40	1,30	—
3		—	0,88	0,65	0,55

Metoda prezentată se aplică pentru $n_f = 16$ (între 50 H și 6,5 MHz) și rezultă toleranțele maxime din tabelul 2.

Tabelul 2

Toleranțele componentelor pasive

Componenta	R_4	R_5	R_7	R_9	R_{10}	R_{11}	R_{13}	C_3
Tipul PT	1	1	2	1	1	1	1	3
Toleranțe ($t_\beta = 5\%$)	20 %	20 %	10 %	10 %	2,5 %	5 %	10 %	5 %
Toleranțe ($t_\beta = 15\%$)	20 %	20 %	10 %	10 %	2,5 %	5 %	5 %	5 %

Erorile impuse sînt $\epsilon_i = 0,15$ și $\epsilon'_i = 0,20$ ($i = 1, \dots, 16$). Prețul inițial (pentru toleranțele minime) este de 14,88 lei, valoarea M este de 100 lei, iar prețurile finale sînt 6,69 lei ($t_\beta = 5\%$) și 6,84 lei ($t_\beta = 15\%$), deci t_β nu are o influență semnificativă.

În raport cu o altă abordare a calculului toleranțelor pentru un amplificator de bandă largă [2], lucrarea prezentată utilizează o metodă mult mai rapidă de calcul al sensibilităților, iar condițiile (2) sînt mai puțin restrictive asigurînd o funcționare corectă a circuitului.

BIBLIOGRAFIE

1. J. W. Bandler, P. C. Liu, H. Tromp, *IEEE Transactions on CAS*, vol. CAS-23 (1976), p. 155–165.
2. Fl. Constantinescu, *Rev. Roum. Sci. Techn.-Electroteh. et Energ.*, t. 23 (1978), no. 1, p. 85–92.
3. I. Dancea, *Metode de optimizare*, Ed. Dacia, Cluj, 1975.
4. M. Nițescu, Fl. Constantinescu, 6th International Conference on Control Systems and Computer Science (Preprints) Bucharest Romania 22–25 May 1985 vol. II, p. 406–410.
5. L. O. Chua, P. M. Lin, *Computer-aided analysis of electronic circuits*, Prentice Hall, Inc., 1975.

The Influence of Transistor Parameters Tolerances on the Cost of a Wide Band Amplifier

A method for the computation of component tolerance in a wide-band amplifier is presented; these tolerances are determined so that the amplifier cost be minimum assuming imposed operating conditions. An efficient symbolic analysis method is used for sensitivities computation.

REGIMUL DINAMIC AL CONTACTORULUI CU COMUTAȚIE ÎN VID

$$U_n = 7,2 \text{ kV} \quad I_n = 400 \text{ A}$$

SMARANDA NIȚU, C. NIȚU *

Lucrarea prezintă schema cinematică a unui contactor în vid de medie tensiune, problemele ridicate de corecta funcționare a aparatului, modul lor de rezolvare și rezultatele obținute în determinarea mișcării echipajului mobil al contactorului la conectare și deconectare.

1. Tema

În calculul cinematic se pleacă de la condițiile impuse de parametrii aparatului și corecta sa funcționare :

- a) la tensiune de 7,2 kV, în vid, este necesară o distanță de izolare între contacte de 6,5 mm ;
- b) pentru a face posibilă stingerea arcului electric la prima trecere prin zero a curentului, în momentul separării contactelor, contactul mobil trebuie să aibă o viteză inițială de minimum 0,3 m/s ;
- c) deschiderea contactorului să aibă loc fără vibrații.

Calculul cinematic are două etape : determinarea resortului capabil să deschidă contactorul în condițiile impuse și apoi dimensionarea unui electromagnet care să asigure închiderea contactorului, deci care să dezvolte o forță suficientă pentru a comprima resortul.

2. Schema cinematică

În fig. 1 este prezentată schema cinematică a contactorului în vid, în trei poziții ale aparatului :

- a) deschis
- b) în momentul atingerii contactelor
- c) închis

Cursa liberă c_l este necesară pentru ca, la deschidere, echipajul mobil să fie accelerat, astfel încît, cînd lovește și antrenează contactul mobil viteza acestuia să fie mai mare de 0,3 m/s.

În poziția deschis, momentul resortului antagonist ** este echilibrat de forța electromagnetului F_{em} , greutatea F_{g1} , F_{g2} , F_{g3} ale contactului mobil și tijei de acționare, presiunea atmosferică și forța elastică a silfonului corespunzătoare unei săgeți $f_{o2} + c_c$. Rezultă forța minimă a electromagnetului :

* Asist. dr. ing., catedra Măsurî și aparate electrice ; Asist. dr. ing., catedra Mecanică fină

** Echilibrul de momente s-a scris în ipoteza că, deplasarea unghiulară maximă fiind $\alpha_{max} = 4,85^\circ$, se poate aproxima $\sin \alpha \approx 0$ și $\cos \alpha \approx 1$.

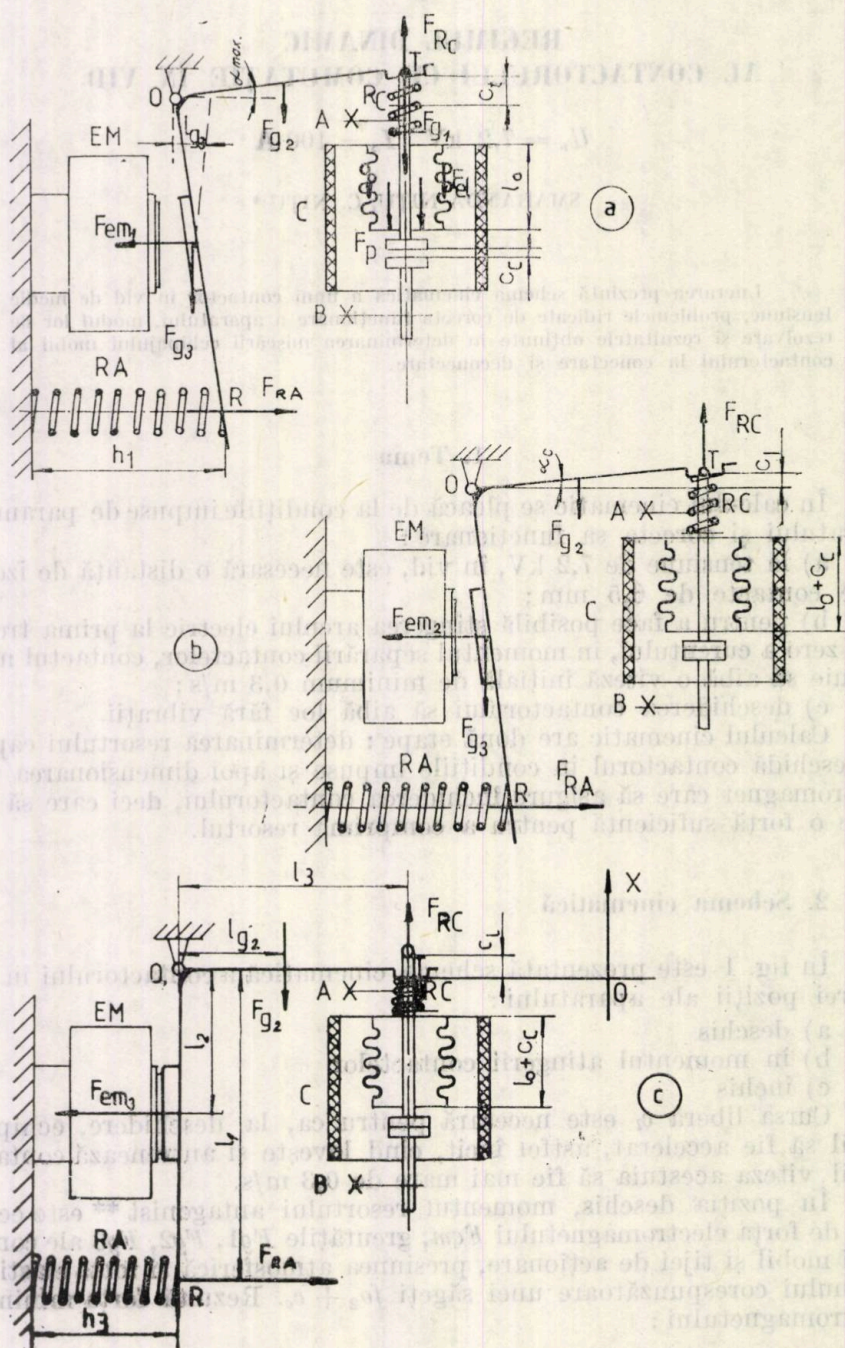


Fig. 1 — Schema cinematică a contactorului în vid

a) poziția deschis

b) în momentul atingerii contactelor

c) poziția închis

Fig. 1 (continuare)

A, B borne; EM electromagnet de acționare; RA resort antagonist; RC resort de apăsare pe contact;

C — capsula vidată a unui pol

Fg_1 — greutatea contactului mobil

Fg_2 — greutatea tijei orizontale de acționare OT

Fg_3 — greutatea tijei verticale de acționare OR

F_{e1} — forța elastică a silfonului

F_p — forța rezultată din exercitarea presiunii atmosferice asupra capacului ce fixează capătul silfonului de contactul mobil

F_{em} — forța electromagnetului

F_{RA} — forța elastică a resortului antagonist

F_{RC} — forța elastică a resortului de apăsare pe contact

c_t — cursa totală a punctului T al tijei orizontale de acționare

α_{max} — deplasarea unghiulară corespunzătoare lui c_t

c_c — distanța între contacte

l_0 — lungimea minimă a silfonului corespunzătoare unei săgeți maxime ($fo_2 + c_c$ cu fo_2 = săgeata de precomprimare)

σ_c — deplasare unghiulară corespunzătoare momentului atingerii contactelor

c_1 — cursa liberă a punctului T al tijei orizontale de acționare

h_1 — lungimea resortului corespunzătoare săgeții de precomprimare

h_3 — lungimea resortului corespunzătoare săgeții maxime

l_1 — distanța de la axul de rotație 0 la axa resortului

l_2 — distanța de la axul de rotație la axa electromagnetului

l_3 — distanța de la axul de rotație la punctul T al tijei orizontale de acționare

lg_2 — distanța de la axul de rotație la centrul de greutate al tijei orizontale de acționare

lg_3 — distanța de la axul de rotație la centrul de greutate al tijei verticale de acționare

$$F_A = \frac{K_1 l_1 (fmax_1 - l_1 \cdot \alpha_{max}) - (F_p - Fg_1) l_3 - K_2 (fo_2 + c_c) l_3 - Fg_2 lg_2 - Fg_3 \cdot lg_3}{l_2} \quad (1)$$

unde K_1 — constanta elastică a resortului antagonist;

K_2 — constanta elastică a silfonului;

$fmax_1$ — săgeata maximă a resortului antagonist (corespunzătoare poziției închis)

fo_2 — săgeata de precomprimare a silfonului

Cu puțin înainte de atingerea contactelor, asupra sistemului acționează aceleași forțe, dar modificate corespunzător noii poziții; forța rezultantă, redusă la axa de deplasare a armăturii mobile este:

$$F_{B1} = \frac{K_1 l_1 (fmax_1 - l_1 \cdot \alpha_c) - (F_p + Fg_2) l_3 - K_2 \cdot fo_2 \cdot l_3 - Fg_2 \cdot lg_2 - Fg_3 \cdot lg_3}{l_2} \quad (2)$$

După atingerea contactelor, acțiunea forțelor de presiune, elastică a silfonului și greutatea contactului este anulată de reacțiunea în contactul fix. Electromagnetul trebuie să facă față unei forțe rezistente mult mai mari:

$$F_{B2} = \frac{K_1 l_1 (fmax_1 - l_1 \alpha_c) - Fg_2 \cdot lg_2 - Fg_3 \cdot lg_3}{l_2} \quad (3)$$

În fine, în poziția închis, forța redusă la axa armăturii mobile este :

$$F_c = \frac{K_1 \cdot l_1 \cdot fmax_1 + K_3 fmax_3 l_3 - Fg_2 \cdot l_{g_2} - Fg_3 \cdot l_{g_3}}{l_2} \quad (4)$$

deoarece acum acționează și resortul de apăsare în contact cu constanta elastică K_3 și săgeata maximă $fmax_3$.

Pentru a calcula caracteristica rezistentă a acestui mecanism, trebuie dimensionat resortul antagonist și verificate condițiile de funcționare impuse.

3. Calculul cinematic la deschiderea contactorului

Calculul cinematic s-a executat într-o primă variantă, în ideea de a folosi parte dintre piesele contactorului în vid de joasă tensiune, deja omologat. După realizarea prototipului atunci când s-au cunoscut cu precizie masa și momentul de inerție a tijei de acționare și a contactului mobil, calculul s-a reluat și s-a prevăzut un resort suplimentar, cel de presiune pe contact, pentru a asigura funcționarea corespunzătoare a aparatului până la altitudini de 4000 m, în condiții de presiune scăzută.

Condiția ca schema cinematică prezentată să fie viabilă (situația se referă la poziția deschis, corespunzător forței minime a electromagnetului) se impune următoarea condiție :

$$F_A > 0$$

sau

$$\frac{K_1 l_1 (fmax_1 - l_1 \cdot \alpha_{max}) - (F_p + Fg_1) l_3 - K_2 (fo_2 + c_0) - Fg_2 \cdot l_2 - Fg_3 \cdot l_{g_3}}{l_2} > 0$$

ceea ce revine la : $fmax_1 > l_1 \cdot \alpha_{max}$

Din această condiție, din considerente constructive și legate de calitatea materialului (oțel arc) s-a stabilit :

$$fmax_1 = 48 \text{ mm și } k_1 = 16,4 \text{ N/mm}$$

Silfonul și resortul de presiune pe contact s-au preluat dintre cele folosite la alte aparate. Trebuie verificat dacă aceste elemente imprimă echipajului mobil o mișcare corespunzătoare. În acest scop s-a studiat mișcarea tijei din poziția închis, după dezexcitarea electromagnetului, până la ciocnirea cu contactul mobil, în ipoteza că tija și contactul au mișcări independente între ele. La dispariția forței electromagnetice momentul forței resortului antagonist este echilibrat de momentul de inerție, de frecare, al greutatei tijei, din care se scade momentul resortului de apăsare în contact, ce dă o forță elastică, care acționează în sens comun cu cea a resortului antagonist :

$$J_r \frac{d\omega_t}{dt} + Mf + Fg_2 \cdot l_{g_2} + Fg_3 \cdot l_{g_3} = K_1 l_1 (fmax_1 - l_1 \alpha_t) + K_3 l_3 (fmax_3 - l_3 \alpha_t) \quad (5)$$

unde : ω_t = viteza unghiulară a tijei

α_t = deplasarea unghiulară a tijei

înlocuind $\omega_t = \frac{d\alpha_t}{dt}$ în (5) se obține :

$$(6) \quad \omega_t J_r d\omega_t = - (K_1 l_1^2 + K_3 l_3^2) \alpha_t + \\ + (K_1 l_1 f m a x_1 + K_3 l_3 f m a x_3 - M f - F g_2 l g_2 - F g_3 l g_3) d\alpha_t \quad (6)$$

cu condițiile inițiale (la limită)

$$(7) \quad \left. \begin{aligned} t = 0 \quad \alpha_t = 0 \quad \omega_t = 0 \\ t = t_{01} \quad \alpha_t = \alpha_c \quad \omega_t = \omega_{t0} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Integrând ambii membri ai ecuației (6) între aceste limite, se obține :

$$(8) \quad J_r \cdot \omega_{t0}^2 = - (K_1 l_1^2 + K_3 l_3^2) \alpha_c + (K_1 l_1 f m a x_1 + \\ + K_3 l_3 f m a x_3 - M f - F g_2 l g_2 - F g_3 l g_3) \cdot 2 \alpha_c, \quad (8)$$

de unde rezultă viteza tijei la ciocnirea cu contactul mobil ω_{t0} :

$$(9) \quad \omega_{t0} = \sqrt{\frac{-(K_1 l_1^2 + K_3 l_3^2) \alpha_c^2 + 2 \alpha_c (K_1 l_1 f m a x_1 + K_3 l_3 f m a x_3 - M f - F g_2 l g_2 - F g_3 l g_3)}{J_r}} \quad (9)$$

ceea ce înseamnă o viteză a punctului T al tijei orizontale de acționare :

$$(9a) \quad v_{t0} = \omega_{t0} \cdot l_3$$

Considerînd că are loc o primă ciocnire a tijei cu contactul mobil, interesează vitezele tijei (v_{t1}) și contactului (v_{c1}) în urma ciocnirii, care se obțin din legea conservării impulsului, apreciind un coeficient de restituire a percuției $K = 0,6$

(10) Vitezele unghiulare se calculează după expresiile :

$$(10) \quad \omega_{t1} = \omega_{t0} \frac{J_r - m_c l_3^2 K}{J_r + m_c l_3^2} \quad (10)$$

$$(11) \quad \omega_{c1} = \omega_{t0} \frac{J_r (1 + K)}{J_r + m_c l_3^2} \quad (11)$$

și corespunzător X_{t1} și X_{c1}

În continuare, prezintă interes mișcarea tijei și a contactului după această primă ciocnire. Trebuie determinate așadar, spațiile parcurse de acestea și intervalul de timp după care deplasările lor sînt egale.

În acest scop se pot scrie :

Echilibrul de forțe (pentru contact) :

$$(12) \quad m_c \frac{d^2 X_c}{dt^2} + F p + m_1 \cdot g + K_2 (f o_2 + X_c) + K_3 (X_c - l_3 \cdot \theta_c - f o_3) = 0 \quad (12)$$

unde : X_c = deplasarea contactului

θ = deplasarea unghiulară a tijei

Echilibrul de momente (pentru tijă):

$$J_r \frac{d^2\theta_t}{dt^2} + Mf + Fg_2 \cdot lg_2 + Fg_3 \cdot lg_3 - K_1 l_1 (fmax_1 - l_1 \cdot \alpha_c - l_1 \theta_t) - K_3 l_3 (fo_3 + X_c - l_3 \theta_t) = 0 \quad (13)$$

La sistemul format din ecuațiile (12)(13) se adaugă

$$\text{și:} \quad X_t = l_3 \cdot \theta_t, \quad (14)$$

unde X_t = deplasarea lineară a tijei

Grupînd termenii după necunoscutele X_c și θ_t , sistemul devine:

$$\left. \begin{aligned} a_1 \frac{d^2 X_c}{dt^2} + b_1 X_c + c_1 \theta_t + d_1 &= 0 \\ a_2 \frac{d^2 \theta_t}{dt^2} + b_2 X_c + c_2 \theta_t + d_2 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

unde: $a_1 = m_c$

$$b_1 = K_2 + K_3$$

$$c_1 = -K_3 l_3$$

$$d_1 = F_p + m_1 g + K_2 \cdot fo_2 + K_3 \cdot fo_3$$

$$a_2 = J$$

$$b_2 = -K_3 \cdot l_3$$

$$c_2 = K_1 l_0^2 + K_3 l_3^2$$

$$d_2 = Mf + Fg_2 \cdot lg_2 + Fg_3 \cdot lg_3 - K_1 l_1 (fmax_1 - l_1 \cdot \alpha_c) - K_3 l_3 \cdot fo_3$$

între θ_t și X_c există relația:

$$\theta_t = \alpha \frac{d^2 X_c}{dt^2} + \beta \cdot X_c + \gamma, \quad (16)$$

obținută din sistemul (15); în (16) s-au făcut următoarele notații:

$$\alpha = -\frac{a_1}{c_1}$$

$$\beta = -\frac{b_1}{c_1}$$

$$\gamma = -\frac{d_1}{c_1}$$

Înlocuind θ_t din (16) în sistemul (15) se obține ecuația diferențială de gradul IV:

$$m \frac{d^2 X_c}{dt^4} + n \frac{d^2 X_c}{dt^2} + p X_c + q = 0 \quad (17)$$

în care:

$$m = a_2 \cdot \alpha$$

$$n = a_2 \cdot \beta + c_2 \cdot \alpha$$

$$p = b_2 + c_2 \cdot \beta$$

$$q = c_2 \gamma + d_2$$

Deoarece ecuația caracteristică are rădăcinile:

$$r_{1-4} = \pm (a \pm bi)$$

soluția generală a ecuației (17) este:

$$X_c(t) = e^{at}(A_1 \sin bt + A_2 \cos bt) + e^{at}(A_3 \sin bt + A_4 \cos bt) + C \quad (18)$$

cu $C = -p/q$, iar $A_i (i = 1 \dots 4)$ determinate din condițiile inițiale:

$$X_c(0) = 0; \quad \left. \frac{dX_c}{dt} \right|_{t=0} = V_0; \quad \left. \frac{d^2 X_c}{dt^2} \right|_{t=0} = a_0; \quad \left. \frac{d^3 X_c}{dt^3} \right|_{t=0} = b_0$$

Se obține:

$$A_1 = \frac{(a^2 + b^2)[(a^2 - b^2)C + a_0] + a[b_0 - (a^2 - 3b^2)V_0]}{4ab(a^2 + b^2)^2}$$

$$A_2 = \frac{-2a(a^2 + b^2)C + [(3a^2 - b^2)V_0 - b_0]}{4a(a^2 + b^2)^2}$$

$$A_3 = \frac{-(a^2 + b^2)[(a^2 - b^2)C + a_0] + a[b_0 - (a^2 - 3b^2)V_0]}{4ab(a^2 + b^2)^2}$$

$$A_4 = \frac{-2a(a^2 + b^2)C - [(3a^2 - b^2)V_0 - b_0]}{4a(a^2 + b^2)^2}$$

Pentru sistemul studiat condițiile inițiale sînt:

$$V_0 = v_{c1}; \quad a_0 = b_0 = 0;$$

rezultă corespunzător expresii simplificate pentru A_i .

Din ecuațiile (14), (16) și (18) rezultă expresia lui $X_i(t)$. Evoluția în timp a lui X_c și X_i , pentru 8 ms este prezentată în fig. 2. Se observă că tot timpul $X_i > X_c$, deci tija trage contactul.

Mișcarea celor două elemente nu este deci independentă, ele se deplasează împreună, sub acțiunea resortului antagonist.

Resortul de apăsare în contact nu dă în acest caz nici forță rezistentă, nici activă, ci menține contactul solidar cu clapeta.

Ecuația de mișcare, raportată la axa de deplasare a contactului este:

$$\begin{aligned} & \left(m_c + \frac{J_r}{l_3^2} \right) \frac{d^2 X_c}{dt^2} + K_2(f_0 + X_c) + F_p + \\ & + \frac{Mf + Fg_2 \cdot lg_2 + Fg_3 \cdot lg_3}{l_3} + m_c \cdot g = \\ & = K_1 \frac{l_1}{l_2} \left(f_{max1} - l_1 \cdot \alpha_c - \frac{l_1}{l_3} X_c \right) \end{aligned} \quad (19)$$

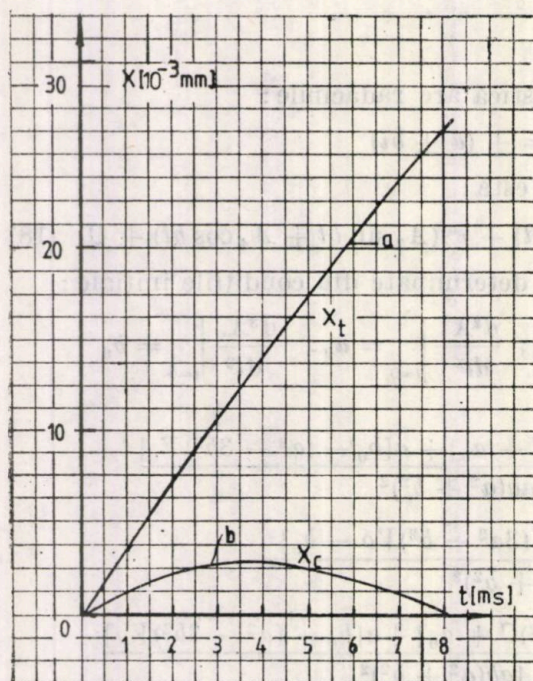


Fig. 2 — Deplasarea tijei și contactului mobil în ipoteza mișcării independente

a — deplasarea tijei
b — deplasarea contactului

Grupind și ordonând după X_c , se obține :

$$\frac{d^2 X_c}{dt^2} + \omega_{e1}^2 \cdot X_c = C_1 \quad (20)$$

unde :

$$\omega_{e1}^2 = \frac{K_2 + K_1 \frac{l_1^2}{l_3^2}}{m_c + J_r \cdot \frac{l_1}{l_3^2}}$$

$$C_1 = \frac{K_1 \cdot \frac{l_1}{l_3} \left(f_{max1} - c_1 \frac{l_1}{l_3} \right) - K_2 \cdot f_{o2} - F_p - \frac{M_f + Fg_2 \cdot lg_2 + Fg_3 \cdot lg_3}{l_3} - m_c \cdot g}{m_c + J_r \cdot \frac{l_2}{l_3^2}}$$

Soluția ecuației (20) este :

$$X_c = \frac{v_0}{\omega_{e1}} \cdot \sin \omega_{e1} t + \frac{C_1}{\omega_{e1}^2} (1 - \cos \omega_{e1} t) \quad (21)$$

unde v_0 = viteza ansamblului după ciocnire și poate fi determinată din legea conservării impulsului :

$$\left(m_c + \frac{J_r}{l_3^2} \right) v_0 = \frac{J_r}{l_3^2} \cdot v_{t0}$$

de unde :

$$v_0 = \frac{\frac{J_r}{l_3^2} \cdot v_{i0}}{m_c + \frac{J_r}{l_3^2}} \quad (22)$$

viteză ce trebuie să fie mai mare de 0,3 m/s

De asemenea, trebuie cunoscută viteza v_{i2} , cu care ansamblul tijă-contact mobil atinge opritorul la distanța $X_c = c_c = 6,5$ mm :

$$v_{i2} = \frac{dX_c}{dt} = v_0 \cdot \cos \omega_{e1}t + \frac{C_1}{\omega_{e1}} \cdot \sin \omega_{e1}t \quad (23)$$

Rezolvind ecuația $X_c = 6,5$ mm, se obține timpul t_2 și viteza după care ansamblul atinge opritorul.

Ciocnindu-se de opritor cu viteza v'_{i2} , sistemul format din tijă și contact pornește înapoi cu viteza v'_{i2} : $v'_{i2} = K \cdot v_{i2}$ (23a)

Coefficientul de restituire a percuției (K) are, în general, valoarea 0,6. Se face observația că el poate fi micșorat la 0,1 dacă se acoperă cu cauciuc porțiunea pe care are loc ciocnirea.

Ecuația de mișcare a ansamblului după lovirea opritorului (în sens opus celei precedente) este :

$$\left(m_c + \frac{J_r}{l_3^2}\right) \frac{d^2X_c}{dt^2} + K_2(f_{o2} + c_c - X_c) + \frac{Mf}{l_3} + K_1 \frac{l_1}{l_3} \left(f_{max1} - \frac{l_1}{l_3} c_i + \frac{l_1}{l_3} X_c\right) = Fp + m_c \cdot g + \frac{Fg_2 \cdot lg_2 + Fg_3 \cdot lg_3}{l_3} \quad (24)$$

Grupind termenii după X_c , ecuația devine :

$$\frac{d^2X_c}{dt^2} + \omega_{e2}^2 \cdot X_c = C_2 \quad (25)$$

unde :

$$\omega_{e2}^2 = \frac{K_1 \frac{l_1^2}{l_3^2} - K_2}{m_c + \frac{J_r}{l_3^2}}$$

$$C_2 = - \frac{K_1 \frac{l_1}{l_3} \left(f_{max1} - \frac{l_1}{l_3} c_i\right) + K_2(f_{o2} + c_c) + Fp + m_c g - \frac{Mf}{l_3} + \frac{Fg_2 \cdot lg_2 + Fg_3 \cdot lg_3}{l_3}}{m_c + \frac{J_r}{l_3^2}}$$

Soluția ecuației (25) reprezintă spațiul parcurs de contact la întoarcere, după ciocnirea cu opritorul :

$$X_c = \frac{v'_{i2}}{\omega_{e2}} \sin \omega_{e2}t + \frac{C_2}{\omega_{e2}^2} (1 - \cos \omega_{e2}t) \quad (26)$$

Sistemul tijă-contact mobil se deplasează în jos pînă la anularea vitezei, deci pînă în momentul în care :

$$\frac{dX_c}{dt} = 0 \quad (27)$$

de unde :

$$v'_{t_2} \cdot \cos \omega_{e2} t + \frac{C_2}{\omega_{e2}} \cdot \sin \omega_{e2} t = 0 \quad (28)$$

adică pînă la timpul :

$$t_{23} = \frac{1}{\omega_{e2}} \arctg \left(- \frac{v'_{t_2} \cdot \omega_{e2}}{C_2} \right) \quad (29)$$

timp în care se parcurge spațiul : $\Delta X_{23} = X_c|_{t=t_{23}}$

Rezultatele obținute în urma calculelor executate după metoda prezentată sînt date în tabelul 1.

Tabelul 1

	Mărimea	Relația de calcul	Valoarea
Deplasare independentă	$\omega_{t0} ; v_{t0}$	(9)	12,83 rad/s ; 1,6 m/s
	$\omega_{t1} ; v_{t1}$	(10)	7,2 rad/s ; 0,849 m/s
	$\omega_{e1} ; v_{e1}$	(11)	14,9 rad/s ; 1,76 m/s
Deplasare comună	v_0	(22)	1,09 m/s
	t_2	(21)	4,785 ms
	$v_{t2} ; v'_{t2}$	(23) ; (23a)	1,566 m/s ; 0,94 m/s
	t_{23}	(29)	3,77 ms
	ΔX_{23}	(26)	1,78 mm

Rezultă că sînt îndeplinite condițiile impuse de buna funcționare a aparatului :

$$v_0 > 0,3 \text{ m/s și } \Delta X_{23} < c_c/2$$

Distanța pînă la care se apropie contactul mobil de cel fix după deschidere fiind mare, arcul electric nu se poate reaprinde, deci întreruperea se face în condiții optime. Un calcul similar s-a executat și pentru cazul în care nu există resortul de apăsare în contact ; au rezultat două reaprinderi ale arcului, deoarece contactul mobil se apropie, o dată pînă la atingerea celui fix, iar a doua oară pînă la 1,5 mm.

Rezultatele experimentale, adică oscilografierea cursei contactului și a curentului prin calea de curent a contactorului, au fost în perfectă concordanță cu cele obținute prin calcul. Se impune deci montarea resortului de apăsare în contact deși din punctul de vedere al calității contactului în regim permanent, nu este necesar, presiunea atmosferică realizînd o forță de apăsare suficientă.

Așadar, soluția constructivă și valorile pentru constantele elastice și săgețile maxime au fost corect alese. Se poate deci dimensiona resortul antagonist și calcula caracteristica rezistentă, cu relațiile (1)...(4). Se obține curba a din fig.3.

Comanda contactorului se face în c.c., prin intermediul unui electromagnet clapetă, cu armătura fixă sub formă de U, cu bobine pe ambele coloane. Cu metoda de calcul prezentată în [2] s-a determinat comporta-

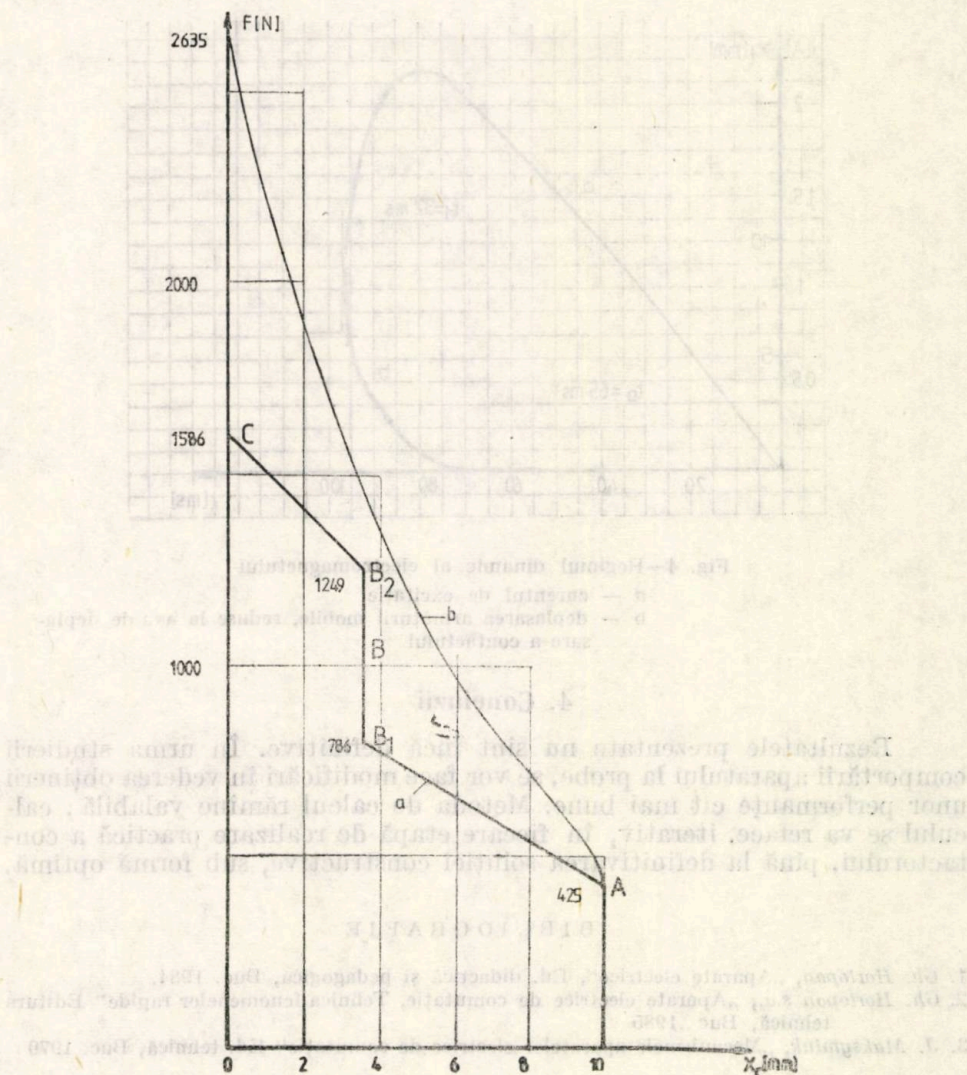


Fig. 3—Diagrama forțelor, reduse la axa de deplasare a contactului mobil

- a — forța rezistentă
- b — forța electromagnetică
- A — întrefier maxim
- B — atingerea contactelor
- C — întrefier minim

rea electromagnetului în regim dinamic. Rezultatele sînt prezentate grafic în fig. 3 (curba *b*) și în fig. 4 (*a* — curentul de excitație; *b* — deplasarea armăturii mobile).

S-a realizat deci un sistem cinematic care răspunde temei date : cursa contactului 6,5 mm, deschiderea contactorului fără vibrații, deplasarea contactului mobil cu viteză inițială mai mare de 0,3 m/s.

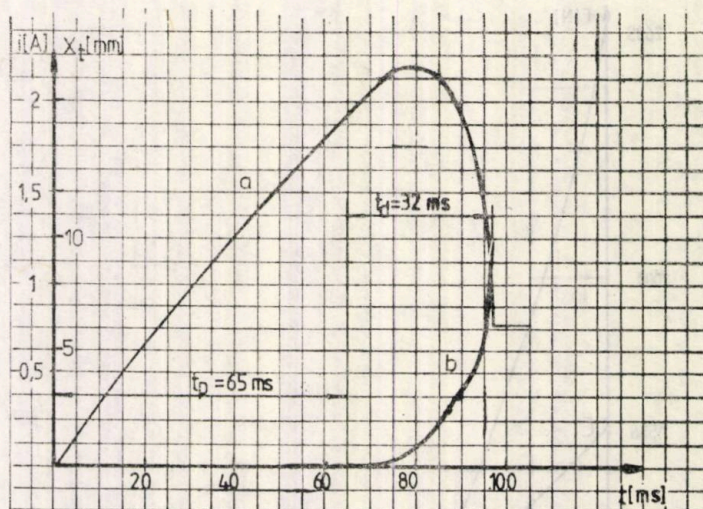


Fig. 4—Regimul dinamic al electromagnetului

- a — curentul de excitație
b — deplasarea armăturii mobile, reduse la axa de deplasare a contactului

4. Concluzii

Rezultatele prezentate nu sînt încă definitive. În urma studierii comportării aparatului la probe, se vor face modificări în vederea obținerii unor performanțe cît mai bune. Metoda de calcul rămîne valabilă; calculul se va reface, iterativ, în fiecare etapă de realizare practică a contactorului, pînă la definitivarea soluției constructive, sub formă optimă.

BIBLIOGRAFIE

1. Gh. Hortopan, „Aparate electrice”, Ed. didactică și pedagogică, Buc. 1984.
2. Gh. Hortopan ș.a., „Aparate electrice de comutație, Tehnica fenomenelor rapide” Editura tehnică, Buc. 1985
3. J. Maksymiuk, „Mecanismele aparatelor electrice de comutație” Ed. tehnică, Buc. 1970

The Dynamic Behaviour of a Medium Voltage Vacuum Contactor

The paper presents the kinematic diagram of a medium voltage vacuum contactor, the problems concerning the proper operation of the device, the way of solving them and the results of the moving part displacement calculation when switching on and off.

PERFORMANȚELE DIVIZORULUI DE TENSIUNE R—C SERIE

CLAUDIA POPESCU*

Divizoarele de tensiune de tip R—C serie sînt constituite dintr-un braț de înaltă tensiune cu module R—C conectate în serie și un braț de joasă tensiune cu elemente concentrate.

Considerînd fenomenele de propagare în brațul de înaltă tensiune (asimilat cu o linie electrică lungă) se stabilește expresia funcției de transfer și a timpului de răspuns indicial. Se prezintă de asemenea pentru comparație rezultate experimentale.

1. Introducere

Divizoarele de tensiune se utilizează în mod curent drept convertoare de măsură în standurile de încercări pentru aparatele electrice de comutație de înaltă tensiune [1, 2]. În literatura de specialitate se dezvoltă pe larg această temă; există de asemenea cîteva importante monografii [1, 2, 3, 4, 5].

Pentru măsurarea tensiunilor cu variații rapide în gama 10—300 kV se folosesc divizoare R—C serie construite astfel:

— brațul de înaltă tensiune este un lanț de module identice formate fiecare dintr-un condensator de înaltă tensiune și rezistențe cu rol de a împiedica fenomenele oscilante produse de capacitatea divizorului și inductivitatea liniei de racord;

— brațul de joasă tensiune este realizat dintr-un singur modul cu elemente concentrate, eventual legate în paralel.

Înălțimea brațului de înaltă tensiune fiind mare (0,3—2 m) determinarea performanțelor divizorului (funcție de transfer, timp de răspuns) se face considerîndu-se fenomenele de propagare a semnalului în lungul acestuia.

În lucrare se consideră cuadripolii corespunzători brațelor de înaltă, respectiv joasă tensiune, se evaluează coeficienții matricii divizorului, se determină funcția de transfer și timpul de răspuns al acestuia. În final se prezintă o verificare experimentală a elementelor teoretice dezvoltate.

2. Funcția de transfer a divizorului

Ansamblul divizor se consideră format din doi cuadripoli conectați în lanț (care nu interacționează decît pe la borne) conform figurii 1.

* Asist. dr. ing., catedra Măsurî și aparate electrice

Considerind divizorul ca un cuadripol avind matricea coeficienților $[A_d]$, coeficienții acesteia rezultă efectuind produsul matricilor coeficienților corespunzătoare celor doi cuadripoli în lanț :

$$[A_d] = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = [A_{d1}] [A_{d2}] \quad (1)$$

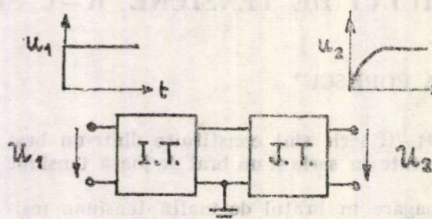


Fig. 1 - Ansamblul divizor - schemă echivalentă

Funcția de transfer a divizorului este :

$$\mathcal{H}(p) = \frac{u_2}{u_1} \quad (2)$$

u_1 și u_2 fiind tensiunile la intrare și ieșire, în domeniul imagine.

Pentru divizorul în gol (impedanța de intrare a osciloscopului fiind foarte mare) funcția de transfer devine :

$$\mathcal{H}(p) = \frac{1}{A_{11}(p)} \quad (3)$$

Evaluarea performanțelor divizorului se face cu ajutorul funcției de transfer a acestuia ; pentru a o determina trebuie deci cunoscuți coeficienții matricilor corespunzătoare brațelor de înaltă respectiv joasă tensiune, $[A_{d1}]$ și $[A_{d2}]$.

3. Matricea coeficienților cuadripolului brațului de înaltă tensiune

În figura 2 este prezentată schema electrică complexă a brațului de înaltă tensiune. Mărimile de construcție sînt prezentate ca parametri lineici — K_{02} și R_{01} , capacitatea și rezistența serie. Mărimile lineice parazitare sînt : L_{01} inductivitatea, C_0 capacitatea transversală (față de masă)

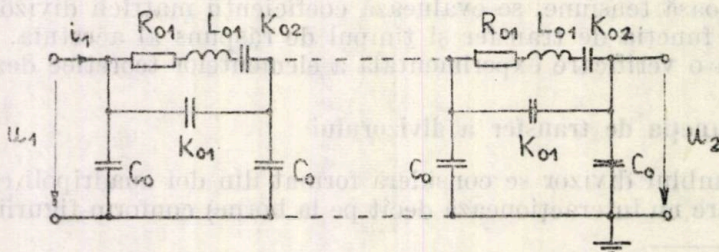


Fig. 2 - Schema electrică a brațului de înaltă tensiune

și K_{01} capacitatea longitudinală. Se consideră brațul de înaltă tensiune ca o linie electrică lungă; mărimile de intrare $\mathcal{U}_1, \mathcal{I}_1$ se exprimă în funcție de cele de ieșire în domeniul imagine prin următoarele relații:

$$\begin{aligned}\mathcal{U}_1 &= \mathcal{U}_2 \operatorname{ch} \gamma_1 l_1 + \mathcal{I}_2 \mathcal{Z}_{c1} \operatorname{sh} \gamma_1 l_1 \\ \mathcal{I}_1 &= \frac{\mathcal{U}_2}{\mathcal{Z}_{c1}} \operatorname{sh} \gamma_1 l_1 + \mathcal{I}_2 \operatorname{ch} \gamma_1 l_1\end{aligned}\quad (4)$$

în care $\mathcal{Z}_{c1}$ este impedanța caracteristică operațională a liniei iar γ_1 constanta de propagare

$$\begin{aligned}\mathcal{Z}_{c1} &= \sqrt{\mathcal{Z}_{a01} \mathcal{Z}_{b01}} \\ \gamma_1 &= \sqrt{\frac{\mathcal{Z}_{a01}}{\mathcal{Z}_{b01}}}\end{aligned}\quad (5)$$

Schema echivalentă în operațional pe unitatea de lungime este prezentată în figura 3.

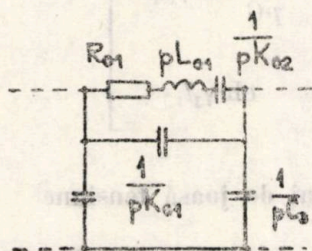


Fig. 3 - Schema echivalentă (în operațional) a brațului de înaltă tensiune

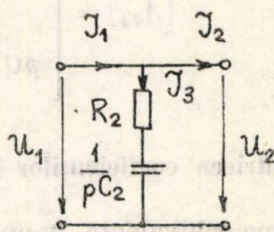


Fig. 4 - Schema echivalentă (în operațional) a brațului de joasă tensiune

Pe baza acestei scheme se determină impedanțele lineice longitudinale $\mathcal{Z}_{a01}$ și respectiv transversală $\mathcal{Z}_{b01}$ cu relațiile:

$$\mathcal{Z}_{a01} = \frac{L_{01} \left(p^2 + p \frac{R_{01}}{L_{01}} + \frac{1}{L_{01} K_{02}} \right)}{p_0 \left[K_{01} L_{01} \left(p^2 + p \frac{R_{01}}{L_{01}} + \frac{1}{L_{01} K_{02}} \right) + 1 \right]}\quad (6)$$

$$\mathcal{Z}_{b01} = \frac{1}{pC_0}\quad (7)$$

și de asemenea constanta de propagare

$$\gamma_1 = \frac{1}{l_1} \sqrt{\frac{CL_1 \left(p^2 + p \frac{R_1}{L_1} + \frac{1}{L_1 K_2} \right)}{K_1 L_1 \left(p^2 + p \frac{R_1}{L_1} + \frac{1}{L_1 K_2} \right) + 1}}\quad (8)$$

În ultima expresie s-au considerat mărimile globale, legate de cele lineice prin relațiile :

$$C = C_0 l_1; L_1 = L_{01} l_1; K_1 = \frac{K_{01}}{l_1}; R_1 = R_{01} l_1 \quad (9)$$

l_1 fiind lungimea brațului de înaltă tensiune.

Ținând cont de acestea, impedanța caracteristică devine :

$$\mathcal{Z}_{c1} = \frac{l_1 \gamma_1}{pC} = \frac{1}{p} \sqrt{\frac{L_1}{C} \frac{p^2 + p \frac{R_1}{L_1} + \frac{1}{L_1 K_2}}{K_1 L_1 \left(p^2 + p \frac{R_1}{L_1} + \frac{1}{L_1 K_2} \right) + 1}} \quad (10)$$

Matricea coeficienților cuadripolului brațului de înaltă tensiune este deci :

$$[A_{a1}] = \begin{bmatrix} \text{ch } \gamma_1 l_1 & \frac{\gamma_1 l_1}{pC} \text{sh } \gamma_1 l_1 \\ pC \frac{\text{sh } \gamma_1 l_1}{\gamma_1 l_1} & \text{ch } \gamma_1 l_1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

4. Matricea coeficienților brațului de joasă tensiune

Schema echivalentă, în operațional, a brațului de joasă tensiune este dată în figura 4. Ecuațiile cuadripolului corespunzător sînt :

$$\mathcal{U}_1 = \mathcal{U}_2 \quad (12)$$

$$\mathcal{I}_1 = \mathcal{I}_2 + \mathcal{I}_3 = \mathcal{I}_2 + \frac{pC_2}{pR_2 C_2 + 1} \mathcal{U}_2$$

iar matricea coeficienților este :

$$[A_{a2}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{pC_2}{pR_2 C_2 + 1} & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

Din relațiile (11) și (13) se calculează matricea coeficienților divizorului de tensiune :

$$[A_a] = [A_{a1}] \cdot [A_{a2}] = \begin{bmatrix} \text{ch } \gamma_1 l_1 + \frac{C_2}{C} \frac{\gamma_1 l_1}{pR_2 C_2 + 1} \text{sh } \gamma_1 l_1 & \frac{\gamma_1 l_1}{pC} \text{sh } \gamma_1 l_1 \\ pC \frac{\text{sh } \gamma_1 l_1}{\gamma_1 l_1} + \frac{pC_2}{pR_2 C_2 + 1} \text{ch } \gamma_1 l_1 & \text{ch } \gamma_1 l_1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

5. Determinarea performanțelor divizorului de tensiune

Funcția de transfer a divizorului rezultă, conform relației 2

$$\mathcal{H}(p) = \frac{1}{A_{11}} = \frac{1}{\operatorname{ch} \gamma_1 l_1 + \frac{C_2}{C} \frac{\gamma_1 l_1}{p R_2 C_2 + 1} \operatorname{sh} \gamma_1 l_1} \quad (15)$$

— Timpul de răspuns la excitația treaptă de tensiune se determină cu relația :

$$T_r = - \mathcal{G}'(0) \quad (16)$$

din funcția de transfer normată $\mathcal{G}(p)$ care este :

$$\mathcal{G}(p) = \frac{\mathcal{H}(p)}{\mathcal{H}(0)} \quad (17)$$

Ținând cont de relația (3) se obține :

$$T_r = \frac{A'_{11}(0)}{A_{11}(0)} \quad (18)$$

Se evaluează :

$$A_{11}(0) = \operatorname{ch} \gamma_1(0) l_1 + \gamma_1(0) l_1 \frac{C_2}{C} \operatorname{sh} \gamma_1(0) l_1 \quad (19)$$

$$A'_{11}(0) = \gamma'_1(0) l_1 \left(1 + \frac{C_2}{C} \right) \operatorname{sh} \gamma_1(0) l_1 - \gamma_1(0) l_1 \frac{R_2 C_2^2}{C} \operatorname{sh} \gamma_1(0) l_1 + \\ + \gamma_1(0) \gamma'_1(0) l_1^2 \frac{C_2}{C} \operatorname{ch} \gamma_1(0) l_1 \quad (20)$$

După efectuarea unor calcule simple se obțin :

$$\gamma_1(0) = \frac{1}{l_1} \sqrt{\frac{C}{K_1 + K_2}} \quad (21)$$

$$\gamma'_1(0) = \frac{1}{l_1} \frac{C R_1}{2 \left(1 + \frac{K_1}{K_2} \right) \sqrt{\frac{C}{K_2} \left(1 + \frac{K_1}{K_2} \right)}} \quad (22)$$

Se înlocuiesc în relația (18) și se obține expresia timpului de răspuns al divizorului la excitația treaptă :

$$T_r = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_1 K_2 (C + C_2) - 2 R_2 C_2^2 \left(1 + \frac{K_1}{K_2}\right)}{\sqrt{C K_2} \left(1 + \frac{K_1}{K_2}\right)^{3/2}} \operatorname{sh} \sqrt{\frac{C}{K_1 + K_2}} + \frac{R_1 C_2}{(1 + K_1/K_2)^2} \operatorname{ch} \sqrt{\frac{C}{K_1 + K_2}} \\ \cdot \frac{\operatorname{ch} \sqrt{\frac{C}{K_1 + K_2}} + \frac{C_2}{C} \sqrt{\frac{C}{K_1 + K_2}} \operatorname{sh} \sqrt{\frac{C}{K_1 + K_2}}}{\operatorname{ch} \sqrt{\frac{C}{K_1 + K_2}} + \frac{C_2}{C} \sqrt{\frac{C}{K_1 + K_2}} \operatorname{sh} \sqrt{\frac{C}{K_1 + K_2}}} \quad (23)$$

Formula generală se poate simplifica pentru calcule estimative întrucît $K_1/K_2 \ll 1$, devenind :

$$T_r = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_1 K_2 (C + C_2) - 2 R_2 C_2^2}{\sqrt{C K_2}} \frac{\operatorname{sh} \sqrt{\frac{C}{K_2}} + R_1 C_2 \operatorname{ch} \sqrt{\frac{C}{K_2}}}{\operatorname{ch} \sqrt{\frac{C}{K_2}} + \frac{C_2}{C} \sqrt{\frac{C}{K_2}} \operatorname{sh} \sqrt{\frac{C}{K_2}}} \quad (24)$$

Cu formula (23) sau (24) se poate deci calcula timpul de răspuns al unui divizor de tensiune, cel mai reprezentativ indicator de calitate referitor la excitația treaptă. Se poate observa influența mărimilor constructive și mai ales parazitare asupra timpului de răspuns, lucru deosebit de folositor în faza de cercetare-proiectare, permițând obținerea unei construcții optimizate în sensul minimizării valorii timpului de răspuns.

Observație. Cunoașterea funcției de transfer (rel. 15)) permite determinarea comportării divizorului la aplicarea excitației treaptă de tensiune (funcția indicială) respectiv sinusoidale (caracteristica de frecvență, [7]).

6. Determinări experimentale

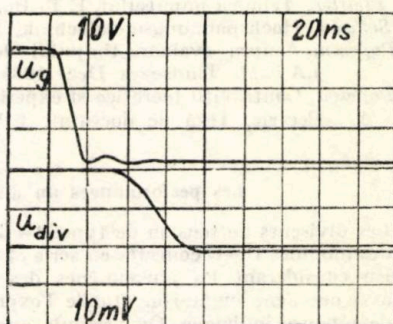
Pentru cazul concret al unui divizor $R-C$ serie cu datele nominale : $U_n = 100$ kV, $K_1 = 0,35$ pF, $K_2 = 338$ pF, $C_2 = 458$ nF, $C = 35$ pF $R_1 = 855$ ohmi, $R_2 = 0,63$ ohmi s-a determinat timpul de răspuns obținându-se valoarea $T_r = 5,8$ ns.

În figura 5 este prezentată o oscilogramă a răspunsului la excitația treaptă măsurat experimental.

Producerea excitației treaptă de tensiune (de fapt a unui impuls cu timp scurt de creștere) este ea însăși o problemă tehnică dificilă [1, 4]. Pentru aceste determinări experimentale s-a construit un generator electronic repetitiv original de excitație treaptă care livrează un semnal de 30–50 V cu un timp de creștere de 8-ns. Generatorul are la bază un etaj cu trigger Schmitt integrat TTL și amplificatoare de impuls cu tranzistoare speciale.

Utilizarea unui astfel de generator pentru determinarea timpului de răspuns la divizoare atît de performante încît timpul de răspuns este comparabil cu timpul de creștere al generatorului, este posibilă numai cu efectuarea unor corecții [6].

Fig. 5 — Oscilograma răspunsului la excitație treaptă a divizorului de tensiune



Timpul de răspuns experimental al divizorului testat este

$$T_r = T_{rm} - T_0 \quad (25)$$

unde T_{rm} este timpul de răspuns determinat pe oscilogramă (prin planimetrare) iar T_0 timpul propriu al generatorului.

În cazul de față rezultă $T_r = 8$ ns.

Diferența între valorile măsurate și calculate se datorește unor ipoteze simplificatoare făcute la evaluarea capacităților parazite, etc.

Utilitatea relației de calcul a timpului de răspuns este și mai bine pusă în evidență prin comparația cu valoarea calculată fără a considera fenomenele de propagare, astfel :

- timpul de răspuns considerînd structura simplă $T_r = 1,2$ ns[7]
- timpul de răspuns considerînd fenomenele de propagare în brațul de înaltă tensiune $T_r = 5.8$ ns.

7. Concluzii finale

Determinarea performanțelor divizorului de tensiune de tip R—C serie se poate face considerîndu-l ca un ansamblu de doi cuadripoli conectați în lanț — un cuadripol echivalent brațului de înaltă tensiune și unul corespunzător brațului de joasă tensiune. Brațul de înaltă tensiune se consideră a fi o linie lungă.

S-au determinat funcția de transfer a divizorului ceea ce permite caracterizarea sa în regimuri tranzitorii și permanente.

Timpul de răspuns intrinsec rezultă a fi influențat de mărimile constructive și parazitare ; el poate fi folosit în studii de optimizare constructivă și proiectare asistată de calculator.

Pentru verificarea experimentală a formulelor deduse s-a construit un generator de semnal treaptă repetitiv electronic de performanță înaltă. Utilizarea acestuia conduce la rezultate experimentale care validează formulele teoretice obținute.

BIBLIOGRAFIE

1. G. Hortopan, V. Hortopan, Sunturi și divizoare de tensiune, E.T. Buc. 1978.
2. G. Hortopan ș.a., Aparate electrice — tehnica fenomenelor rapide, E.T. Buc. 1985.
3. * * * — Les mesures en haute tension, R.G.E. Numero special, juin 1978.
4. W. Pfeiffer, Tehnica impulsului, E.T. Buc. 1982.
5. A. Schwab, Hochspannungsmesstechnik, Springer Berlin 1969.
6. C. Popescu, Asupra evaluării timpului de răspuns al divizoarelor de înaltă tensiune. Simp I.A.E.M. Timișoara Dec. 1985.
7. C. Popescu, Contribuții teoretice și experimentale în tehnica măsurării parametrilor arcului electric, Teză de doctorat, I.P.B., 1988

Les performances du diviseur de tension R—C série

Les diviseurs de tension de type R—C série sont constitués d'un bras H.T. avec des modules R—C connectés en série et un bras B.T. avec des éléments concentrés. En considérant les phénomènes de propagation dans le bras H.T. (assimilé avec une ligne longue) on établit l'expression de fonction de transfert et de temps de réponse indicielle. On présente aussi, pour comparaison, des résultats expérimentales.

DECLANȘATOR CU REPULSIE ELECTRODINAMICĂ DESTINAT ÎNTRERUPTOARELOR ULTRARAPIDE DE CURENT CONTINUU

D. PAVELESCU*

Articolul se referă la un domeniu modern al construcției de aparate electrice de comutație, în speță la întreruptoarele ultrarapide de curent continuu, echipate cu declanșatoare ultrarapide.

Declanșatorul ultrarapid conține un dispozitiv de repulsie electrodinamică, tip Thomson și un relee electronic, sensibil la panta curentului de scurtcircuit.

Autorul prezintă o calculație originală a mecanismului întreruptorului de c.c., în care se înserează declanșatorul ultrarapid.

Întreruptorul de c.c. proiectat și rezultatele de calcul au fost testate prin numeroase încercări industriale.

Introducere

În tehnica actuală a aparatelor de comutație, o atenție deosebită se acordă întreruptoarelor ultrarapide de putere limită, destinate rețelelor de curent continuu. În aceste rețele se asistă la o creștere neîntreruptă a solicitărilor, mai ales în situația de avarie prin scurtcircuit. Astfel, pentru circuitele aferente tracțiunii în c.c., curenții de scurtcircuit pot depăși valori de circa 150 kA [3, 4, 5]. În plus, evoluția în timp a acestora depinde de locul producerii scurtcircuitului în raport cu substațiile de alimentare. Astfel, în figura 1, se prezintă un curent de scurtcircuit apropiat notat cu i_{p1} și un curent de scurtcircuit depărtat.

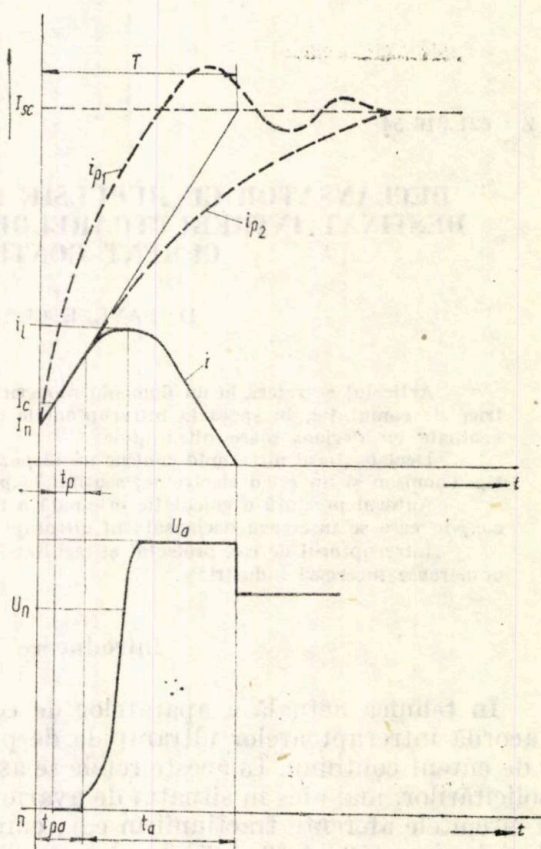
Se observă că în cazul scurtcircuitului apropiat, din cauza rezistenței reduse a circuitului echivalent, curentul de scurtcircuit prezumat are tendința de a oscila amortizat în jurul valorii de stabilizare I_{sc} . Cu i_{p2} s-a notat curentul de scurtcircuit depărtat. După [1], panta inițială a curentului are expresia :

$$\left. \frac{di}{dt} \right|_{t=0} = \frac{1}{T} (I_{sc} - I_n) \quad (1)$$

în care I_n este curentul nominal, iar T , constanta de timp a rețelei scurtcircuitate. Panta inițială este deosebit de mare la scurtcircuitul apropiat, putând atinge valori de 10^7 A/s [3, 4]. Acest fapt impune utilizarea întreruptoarelor ultrarapide, capabile să diminueze efectele scurtcircuitelor prin limitarea curentului în amplitudine și durată. Un aparat clasic de acest tip este echipat cu un declanșator static, care acționează la o valoare I_c a curentului.

* Șef lucrări dr. ing., catedra Măsurî și aparate

Fig. 1 — Relativ la deconectarea
întreruptorului ultrarapid în regim
de scurt circuit



Declanșatorul static determină desfacerea unui clichet al mecanismului întreruptorului, avînd ca efect deschiderea contactelor, datorită energiei acumulate în resoartele principale. Acest proces se desfășoară pe un interval de timp numit „timp propriu al mecanismului” t_p . Aceasta, determină o mărire a duratei de timp între momentul producerii scurt-circuitului și deschiderea contactelor (timpul prearc t_{pa}). Desfacerea pieselor de contact este însoțită de apariția arcului electric a cărui tensiune U_a este sensibil mai mare decît tensiunea nominală U_n . Pentru a produce un efect limitativ cît mai pronunțat, mai ales în cazul curenților de scurt-circuit cu pantă mare, este necesară o reducere a timpului t_{pa} și o creștere rapidă în timp a tensiunii de arc electric U_a . Pentru a obține un timp propriu cît mai redus, este recomandabilă utilizarea declanșatorului cu repulsie electrodinamică, tip Thomson, comandat printr-un releu electronic sensibil la panta curentului de scurtcircuit. Întreruptorul ultrarapid de acest tip asigură cele mai bune performanțe în acest sens [4, 5, 6, 7].

Prezenta lucrare descrie modul în care un astfel de declanșator ultrarapid, poate fi adaptat la întreruptoarele de c.c., de construcție actuală.

Integrarea declanșatorului Thomson în cinematica întreruptorului de curent continuu

Întreruptoarele de curent continuu de mare putere, utilizate în prezent, sînt de regulă unități monopolare, cu mișcare de rotație. În cazul curenților nominali de valoare ridicată, se utilizează principiul constructiv al transferului de curent în procesul de comutație, de pe contactele de durată (realizate pe bază de Ag) pe contactele de arc electric. În figura 2 se prezintă schema cinematică a unui întreruptor ultrarapid de c.c.,

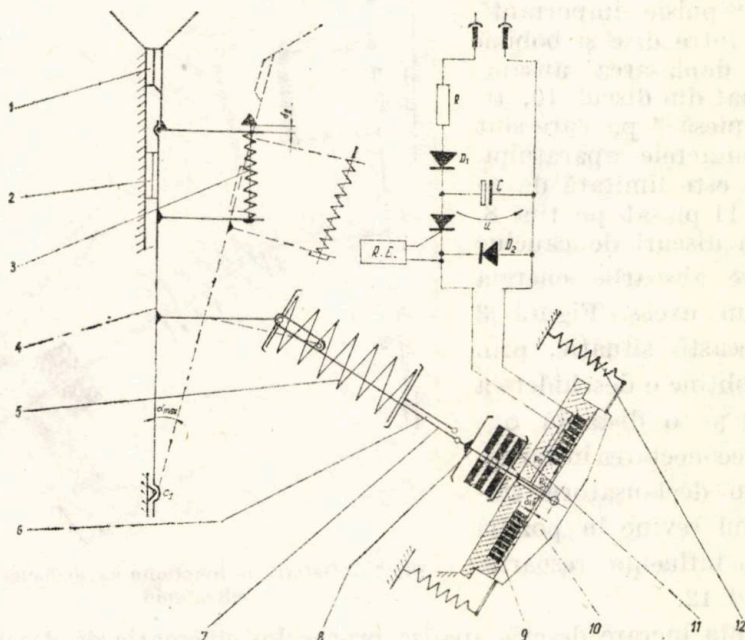


Fig.2 — Înscrierea declanșatorului ultrarapid în schema cinematică a întreruptorului de c.c. (Poziția închis)

cu referire la subansamblul contactelor mobile, acționate de declanșatorul ultrarapid cu repulsie electrodinamică. Se observă ansamblul contactelor de arc electric 1, acționate de resortul 3, precum și contactele de durată 2, fixate pe piesa 4 care execută la deschidere o mișcare de rotație în jurul axului O_1 . Forța de presiune în contact este realizată de resortul 5, care, în poziția închis a aparatului, este comprimat de piesa 6, acționată de mecanismul întreruptorului. Pentru a se realiza o deschidere cit mai timpurie a contactelor la scurtcircuit, tija 7 care face legătura cu declanșatorul ultrarapid, acționează direct asupra piesei 4, prin intermediul axului O_2 . Piesa 7 este prevăzută cu o culisă care permite comutația aparatului în regim nominal. (S-a figurat punctat poziția deschis a întreruptorului, în care caz piesa 4 se rotește cu unghiul α_{max}).

Declanșatorul ultrarapid este compus din bobina plată 9, înglobată în rășina de turnare, în apropierea căreia este plasat discul conductor 10, articulat în O_4 cu tija de acționare 7. În poziția de repaus, prezentată în figura 2, discul este menținut în apropierea bobinei de resoartele 11.

În cazul producerii unui scurtcircuit, funcționarea sistemului este următoarea: sub influența releului electronic RE sensibil la panta curentului de scurtcircuit, tiristorul T este amorsat. Acest fapt determină descărcarea bateriei de condensatoare C pe bobina 9, curentul de descărcare fiind de cca 10kA. Pentru a se asigura un curent de descărcare aperiodic, în circuit se plasează dioda de regim liber D_2 [9]. Bateria de condensatoare C este încărcată în prealabil de la o sursă auxiliară, prin rezistența R și dioda D_1 . Forța de repulsie importantă care apare între disc și bobină determină deplasarea ansamblului format din discul 10, tijele 7, 8 și piesa 4 pe care sînt plasate contactele aparatului. Deplasarea este limitată de amortizorul 11 plasat pe tija 8, realizat din discuri de cauciuc și OL , care absoarbe energia mecanică în exces. Figura 3 prezintă această situație, prin care se va obține o deschidere a contactelor pe o distanță S_{cp} , înainte de deconectarea întreruptorului prin declanșatorul static. Sistemul revine în poziția inițială sub influența resorțelor de rapel 12.

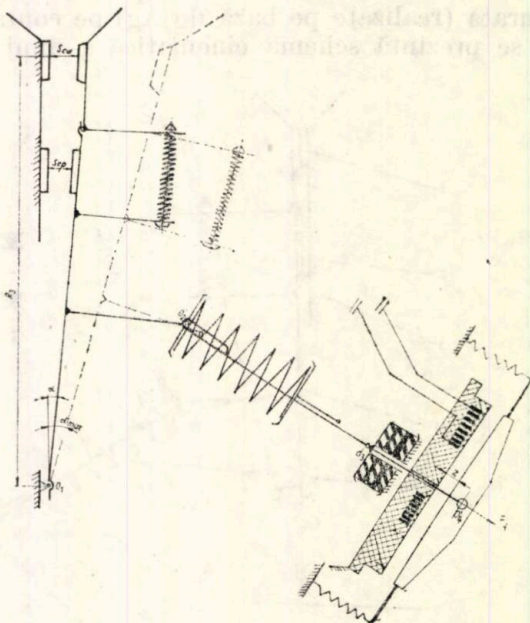


Fig.3 — Relativ la funcționarea declanșatorului ultrarapid

Prezenta lucrare descrie analiza procesului cinematic de deschidere a contactelor aparatului, sub influența declanșatorului cu repulsie electrodinamică, fapt ce permite preliminarea performanțelor întreruptorului.

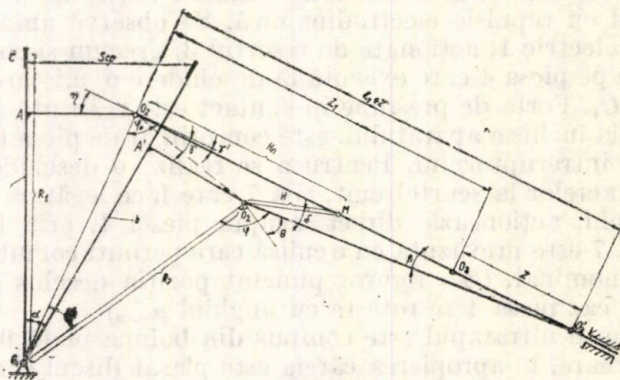


Fig. 4—Elemente geometrice în funcționarea declanșatorului cu repulsie electrodinamică

Aceasta se bazează pe integrarea sistemului de ecuații diferențiale simultane, relativ la fenomenele electrice și mecanice care se produc în acest proces. În figura 4 se relevă principalele relații geometrice care apar între elementele în mișcare în cadrul procesului cinematic de deschidere. Astfel, piesa 4 care poartă contactele aparatului este figurată în poziția inițială (a) și într-o poziție intermediară a procesului de deschidere (b), corespunzătoare situației din figura 3. Declanșatorul ultrarapid determină o deplasare z a tijei de legătură, între punctele O_3 și O'_3 , fapt ce determină o rotație a piesei 4 cu unghiul α . Din considerații geometrice și ținând seama că unele unghiuri sînt de valoare redusă, rezultă relațiile de dependență dintre diversele elemente ale sistemului și α , sub forma:

$$\beta = \arcsin \frac{2R_2 \cdot \sin \alpha/2 \cdot \sin \gamma}{L_1} \quad (2)$$

în care R_2 reprezintă raza O_1O_2 .

$$\varphi = \varphi_0 + \alpha + \kappa \quad (3)$$

unde constructiv, este recomandabil a se alege $\varphi_0 = \frac{\pi}{2}$.

Similar se obține:

$$\delta = \pi - \beta + \gamma + \arccos \frac{4R_2^2 \sin^2 \beta/2 + H^2 + H_n^2}{4R H_2 \sin \beta/2} \quad (4)$$

Dependența dintre α și cursa z a organului motor al declanșatorului este:

$$\alpha = 2 \operatorname{arctg} \frac{\frac{L_1 + Z}{R_2} \cos \chi - \left\{ \left[\frac{(L_1 + z) \cos \chi}{R_2} \right]^2 - \frac{Z(2L_1 + Z)}{4R_2^2} + 1 \right\}}{2 \left[\frac{Z(2L_1 + z)}{4R_2^2} + \frac{L_1 + z}{R_2} \sin \chi + 1 \right] \frac{z(2L_1 + z)}{R_2^2}} \quad (5)$$

spațiile de deschidere a contactelor principale și a celor de arc electric pot fi scrise sub forma:

$$S_{cp} = 2R_1 \sin \alpha/2 \quad S_{ca} = 2R_3 \sin (\alpha/2 - \alpha_0) \quad (6)$$

unde R_1 este raza O_1C corespunzătoare contactului principal, iar R_3 cea corespunzătoare contactelor de arc electric (fig. 3).

Unghiul α_0 corespunde momentului în care se deschid contactele de arc electric, după parcurgerea cursei δ_R a resortului aferent.

Săgeata suplimentară de comprimare a resortului principal în funcție de unghiul α , este de forma:

$$x = H_n - H(\alpha) \quad (7)$$

unde H_n este înălțimea resortului principal la sarcina nominală (poz. închis), iar $H(\alpha)$ este înălțimea aceluiași resort pentru un unghi α . Aceasta are expresia :

$$H(\alpha) = H_n \left(1 - \frac{2R_2}{H_n} \sin \alpha + \frac{4R_2^2}{H_n^2} \sin^2 \alpha / 2 \right)^{1/2} \quad (8)$$

Relații similare pot fi scrise pentru resortul aferent contactelor de arc electric.

În continuare, s-a efectuat o analiză cinetostatică a porțiunii din mecanismul întreruptorului care cuprinde declanșatorul Thomson, piesele aferente contactelor mobile și elementele de transmisie corespunzătoare. Pe această bază, au fost determinate forțele active, rezistente și de inerții din diversele puncte ale sistemului. În figura 5 se prezintă principalele

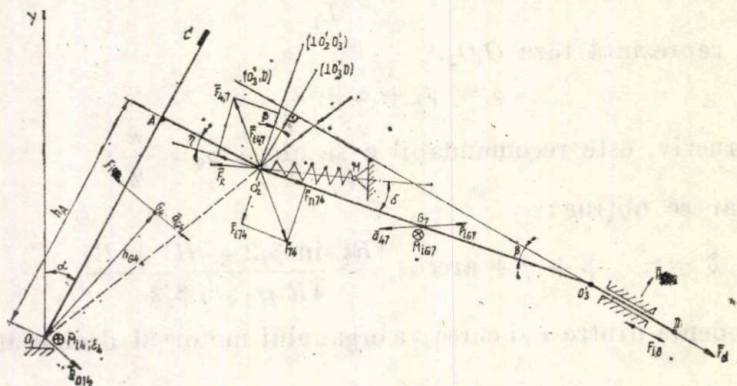


Fig. 5—Relativ la analiza cinetostatică a sistemului de declanșare

forțe și momente care apar, precum și relațiile geometrice corespunzătoare. Astfel, forța F_{147} , cu care acționează piesa contact mobil asupra tijei de legătură, are componentele normală și tangențială de forma :

$$F_{147} = F_R \sin \delta = (F_{Ro} + K_R x) \sin \delta \quad (9)$$

$$F_{n47} = \frac{F_d - [F_{i8} + F_{ae} + F_f + F_R \cos(\delta + \beta)]}{\cos \beta}$$

în care :

K_R — este constanta resortului principal
 F_{Ro} — este forța dezvoltată de resortul principal, la unghiul $\alpha = 0$
 F_d — forța dezvoltată de declanșator
 F_{i8} — forța de inerție a elementului 8 (discul declanșatorului)
 F_{ae} — forța de rezistență aerodinamică asupra discului, ce poate fi considerată de forma : $F_{ae} = K_a v^2$ unde v este viteza de deplasare a discului.

F_f — forța de frecare între disc și axul de ghidare.

Pe baza relațiilor 9 se pot deduce forțele de interacțiune dintre elementele 7 și 4, care au expresiile :

$$\begin{aligned} F_{n74} &= F_{n47} \cdot \cos \eta - F_{147} \cdot \sin \eta \\ F_{147} &= F_{14} \cos \eta + F_{147} \sin \eta \end{aligned} \quad (10)$$

Ecuția de echilibru de momente, aplicată piesei contact mobil are forma :

$$F_{n74} \cdot h_A - \varepsilon_4 (J - m_4 h_{G4}^2) = 0 \quad (11)$$

Ținând seama că accelerația unghiulară a contactului mobil poate fi scrisă :

$$\varepsilon_4 = \frac{a}{R_2 \sin \varphi} + \frac{v^2}{R_2} \left(\frac{\operatorname{tg}^2 \theta}{L_1 \sin \varphi} - \frac{1}{R_2 \cos^2 \theta \operatorname{tg} \varphi} \right) \quad (12)$$

se poate obține expresia accelerației discului declanșatorului, care se deplasează sub influența forței F_a :

$$a = \frac{R_2 \sin \varphi \cos \beta}{m_i h_A R_2 \cos \eta \sin \varphi + (J + m_4 h_{G4}^2) \cos \beta} \cdot E$$

unde :

$$\begin{aligned} E = h_A \left[(F_a - K_a v^2 - F_r) \frac{\cos \eta}{\cos \beta} - \right. \\ \left. - (F_{R0} + K_R x) \left(\frac{\cos(\alpha\delta + \beta) \cos \eta}{\cos \beta} + \sin \delta \sin \eta \right) \right] - \\ - \frac{v^2}{R_2} (J + m_4 h_{G4}^2) \left(\frac{\operatorname{tg}^2 \theta}{L_1 \sin \varphi} - \frac{1}{R_2 \operatorname{tg} \varphi \cos \theta} \right) \end{aligned} \quad (13)$$

În aceste relații h_A este distanța $O_1 A$, iar h_{G4} este distanța dintre centrul de rotație al piesei 4 și centrul de greutate corespunzătoare. Cu J a fost notat momentul de inerție al contactului mobil de masă m_4 . Masa elementelor în translație m_i are forma : $m_i = m_7 + m_8 + m_{10}$.

Relația 13 descrie mișcarea de deschidere a contactelor în prima etapă, cînd $F_a = 0$. În a doua etapă, sistemul se deplasează inerțial, deoarece $F_a = 0$. Ca urmare, accelerația a va fi negativă, iar viteza v inițial pozitivă, va trece la valori negative datorită mișcării de întoarcere a sistemului către poziția inițială. Această mișcare de întoarcere se realizează sub influența forței F_R a resortului principal, precum și a forțelor date de resoartele de rapel 12. Ca urmare, atît timp cît $v > 0$, se va folosi aceeași expresie a accelerației, iar pentru $v < 0$ se vor schimba semnele la forțele de frecare și de frinare aerodinamică.

Rezolvarea problemei pe calculator

Pentru a defini mișcarea pieselor de contact sub influența declanșatorului ultrarapid, este necesar a se rezolva sistemul de ecuații simultane, mecanice și electrice care guvernează fenomenele respective.

În principiu, trebuie rezolvate două sisteme de ecuații diferențiale, corespunzătoare celor două etape ale mișcării. Pentru prima etapă, sis-

temul are forma :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di}{dt} = \frac{1}{L(z)} \left[\left(u - (R(z) + v \frac{dL(z)}{dz}) \right) i \right] \\ \frac{du}{dt} = \frac{i}{c} \\ \frac{dz}{dt} = v \\ \frac{dv}{dt} = a(F_a) \\ \frac{dt}{dt} = 1 \end{array} \right. \quad (14)$$

în care :

- u este tensiunea la bornele capacității C , iar i curentul corespunzător;
 - $L(z)$, $R(z)$, inductivitatea și rezistența totală a circuitului de descărcare a bateriei de condensatoare;
 - $a(F_d)$ — este accelerația liniară a discului, dată de relația 13.
- Sistemul are condițiile inițiale :

Pentru $t = 0$; $u = U$; $i = 0$; $v = 0$; $z = \delta_{iz}$. În plus se introduce condiția ca atît timp cît $\frac{dv}{dt} \leq 0$; $z = \delta_{iz}$, $v = 0$

Pentru etapa a doua a mișcării, sistemul are forma :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dz}{dt} = v \\ \frac{dv}{dt} = a(F_r) \\ \frac{dt}{dt} = 1 \end{array} \right. \quad (15)$$

unde $a(F_r)$ este accelerația produsă de forța F_r .

Acest sistem are condiții inițiale similare, minus cele referitoare la u și i . În acest caz, se va considera :

Pentru $t = 0$ sau $\frac{dv}{dt} \leq 0$; $z = z_{max}$; $v = 0$.

Valoarea Z_{max} va fi considerată în comparație cu spațiul maxim permis de opritorul 11 notat Z_{op} . Astfel, dacă Z_F este spațiul final din prima mișcare, avem condiția :

Pentru : $Z_F < Z_{OP}$; $Z_{max} = Z_F$ (16)

Pentru : $Z_F \geq Z_{OP}$; $Z_{max} = Z_{OP}$

Pentru rezolvarea sistemului s-a considerat conform [10]:

$$R_d(z) = R(z) + v \frac{dL(z)}{dz} \quad (17)$$

unde R_d este rezistența dinamică a circuitului, în sensul că depinde de viteza de deplasare v a discului. Aceasta poate fi considerată constantă pe durata unui pas de integrare. În acest econdiții, primele două ecuații ale sistemului 13 iau forma:

$$U - \frac{1}{C} \int_0^t i dt = R_d(z) \cdot i + L(z) \frac{di}{dt} \quad (18)$$

Relația 18 dă expresia curentului de descărcare sub forma:

$$i = \frac{U}{\omega_{ed} L(z)} e^{\delta_a t} \cdot \sin \omega_{ed} \cdot t \quad (19)$$

$$\delta_a = \frac{R_d(z)}{2L(z)}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(z)C}}; \quad \omega_{ed} = \sqrt{\omega_0^2 - \delta_a^2}$$

Pe baza celor arătate, urmează a se rezolva în două etape un singur sistem de ecuații diferențiale, de forma:

$$\begin{cases} \frac{dz}{dt} = v \\ \frac{dv}{dt} = f_k \\ \frac{dt}{dt} = 1 \end{cases} \quad (20)$$

Pentru funcția f_K , situația $K = 1$, reprezintă mișcarea din prima etapă, iar $K = 2$, cea din etapa a doua.

Pe baza relației 13, ținând seama că mișcarea de rotație a contactului mobil implică anumite variații unghiulare reduse, funcțiile f_K au expresiile:

$$f_1 = \frac{R_2 \sin \varphi \left[(F_a - K_a V^2 - F_f - F_{Ro} - K_R x) h_A \cos \eta - \frac{V^2}{R^2} (J - m_4 h_{G4}^2) \left(\frac{\operatorname{tg}^2 \theta}{L_1 \sin \varphi} - \frac{1}{R_2 \operatorname{tg} \varphi \cos^2 \theta} \right) \right]}{m_i h_A \cdot R^2 \cdot \cos \eta \sin \varphi + J + m_4 h_{G4}^2} \quad (21)$$

$$f_2 = \frac{R_2 \sin \varphi \left[(F_{Ro} + K_R x - F_f - K_a V^2) h_A \cos \eta - \frac{V_2}{R_2} (J + m_4 h_{G2}^2) \left(\frac{\operatorname{tg}^2 \theta}{L_1 \sin \varphi} - \frac{1}{R \operatorname{tg} \varphi \cos^2 \theta} \right) \right]}{m_i h_A R_2 \cos \eta \sin \varphi + J + m_4 h_{G4}^2}$$

Ca urmare, a fost adaptat pentru mișcarea de rotație programul de calcul prezentat pe larg în [10]. Acesta se compune din două părți:

- Secvența I, în care se calculează parametrii mecanici și electricei ai circuitului.

- Secvența II în care se rezolvă sistemul (20) în cele două cazuri.

Programul de calcul oferă rezultate amănunțite despre evoluția în timp a mărimilor electrice și mecanice care interesează în procesul de deconectare.

Rezultate de calcul. Verificări experimentale

Metoda de calcul și programul elaborat au fost utilizate la proiectarea unui declanșator electrodinamic, destinat întreruptorului ultrarapid de curent continuu de 3150 A și 1000 V, aflat în fază de prototip la întreprinderea Electroaparataj. Acest declanșator, care acționează direct asupra contactului mobil [2], are următorii parametri principali:

- Capacitatea bateriei de condensatoare: $C = 20 \cdot 10^3 \mu\text{F}$.
- Masa discului și a elementelor de legătură: $m_t = 1,64 \text{ Kg}$
- Raza interioară a bobinei: $R_i = 10 \text{ mm}$.
- Raza exterioară a bobinei: $R_e = 28 \text{ mm}$
- Distanța izolației bobină-disc; $\delta_{iz} = 2 \text{ mm}$
- Numărul de spire al bobinei: $N = 15$
- Tensiunea de încărcare a bateriei de condensatoare: $U = 300 \text{ V}$

S-au evaluat:

- Masa piesei contact mobil: $m_1 = 4,2 \text{ Kg}$
- Momentul de inerție al contactului mobil: $J = 46 \cdot 10^{-3} \text{ Kgm}^2$.

Principalele dimensiuni geometrice sînt:

$$h_A = 78 \text{ mm}; h_{G4} = 41 \text{ mm}; R_1 = 140 \text{ mm}; R_2 = 94 \text{ mm}; L_1 = 182 \text{ mm}; H_n = 91 \text{ mm}.$$

Din rularea programului a rezultat evoluția curentului de descărcare a bateriei de condensatoare, cu o valoare de vîrf de 15 kA_{max} , care apare după circa 0,5 ms, de la inițierea descărcării. Forța ce se produce asupra discului are valoarea maximă $F_{amax} = 15 \cdot 10^3 \text{ N}$, și reprezintă un impuls cu durata de cca 1 ms.

În figura 6 se prezintă dependența dintre spațiul parcurs de contactul principal S_{cp} (curba *a*), respectiv contactul de arc-electric S_{ca} (curba *b*) în funcție de cursa discului z . S-a considerat că opritorul 11 permite o valoare $Z_{op} = 12 \text{ mm}$. Aceasta corespunde unor distanțe $S_{cp} = 17 \text{ mm}$, respectiv $S_{ca} = 22 \text{ mm}$. De asemenea, se observă că datorită coordonării dintre contactele principale și contactele de arc electric, acestea din urmă se deschid la o valoare $Z_a = 1,5 \text{ mm}$, moment în care între contactele principale există distanța de cca 2,8 mm.

Diagrama din figura 7 reprezintă curbele vitezelor v_{cp} și v_{ca} , corespunzătoare contactului principal și celui de arc electric, în funcție de timp. Originea timpului este considerată în momentul inițierii descărcării bateriei de condensatoare C . Se observă că în mișcarea de deschidere, contactul principal are viteza maximă de 14,8 m/s. După circa 1,9 ms., se ajunge la opritor. Ca urmare, s-a considerat că acesta absoarbe integral energia cinetică a pieselor în mișcare aducîndu-le în stare de repaus. Această ipoteză este acoperitoare în ceea ce privește timpul total

al mișcării contactelor sub influența declanșatorului ultrarapid, timp ce trebuie să fie mai mare decât timpul propriu de deschidere al mecanismului.

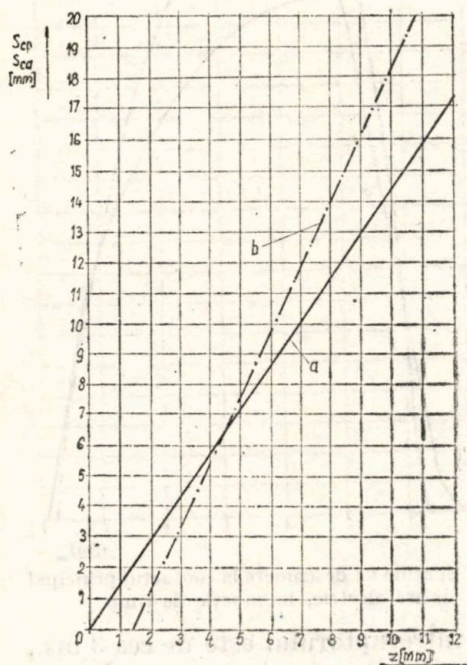


Fig. 6 — Spațiile de deschidere la contactul principal și de arc electric, în funcție de cursa declanșatorului ultrarapid

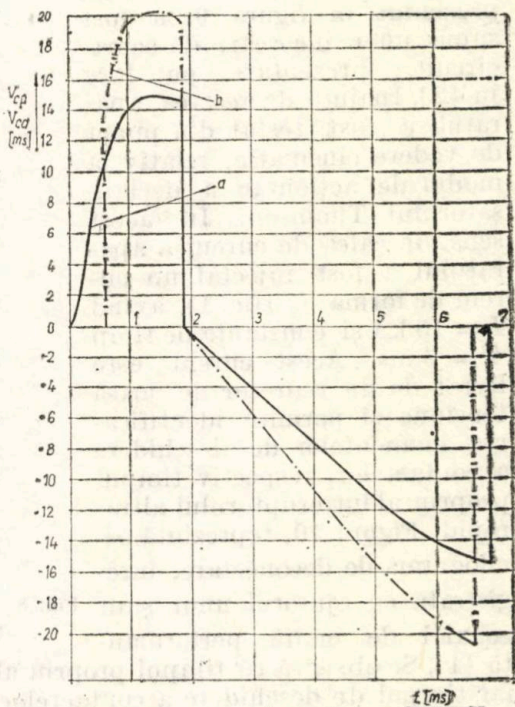


Fig. 7 — Vitezele de deplasare a contactului principal și a celui de arc electric în funcție de timp

Figura 8 prezintă variația spațiilor S_{cp} și S_{ca} , în funcție de timp. Se observă că în mișcarea de deschidere sub influența declanșatorului Thomson, contactul de arc electric se deschide cu cca 0,8 ms, în urma contactului principal, pentru a-l proteja față de acțiunea arcului electric de comutație. În acest sens, în momentul deschiderii contactului de arc electric, contactele principale se află la o distanță de cca 2 mm, suficientă pentru a asigura rigiditatea dielectrică corespunzătoare. Din diagramă, în care s-a notat cu „a” cursa contactelor principale și cu „b” cea corespunzătoare contactelor de arc electric, se observă că timpul total, în care piesele de contact sînt deschise sub influența discului declanșatorului, este de cca 6 ms, suficient pentru a permite mecanismului să asigure deconectarea generală a aparatului. Contactele de arc electric execută o cursă maximă de cca 22 mm, iar contactele principale de 17 mm. Aceste spații sînt realizate în cca 2 ms. și asigură o lungire rapidă a coloanei arcului electric, respectiv un proces eficient de limitare a curentului de scurt-circuit.

Pentru a se verifica experimental parametrii cinematici preliminari, întreruptorul ultrarapid, echipat cu declanșator cu repulsie electrodinamică, prezentat în figura 9, a fost supus unor încercări de scurt-circuit, prezentate pe larg în [2]. Înainte de acestea, aparatul a fost testat din punct de vedere cinematic, relativ la modul de acționare a declanșatorului Thomson. În acest sens, în calea de curent a aparatului a fost injectat un curent de forma i_2 (fig. 1), având $I = 15$ kA și constanta de timp $T = 5$ ms. Acest curent este livrat de un redresor de joasă tensiune și permite identificarea momentelor de deschidere a contactelor, respectiv timpul propriu al întreruptorului ultrarapid. Figura 10, reprezintă oscilograma de deconectare, înregistrată cu ajutorul unui șunt coaxial de înaltă performanță [1]. Se observă că timpul propriu al întreruptorului este de cca 3 ms., iar timpul de deschidere a contactelor sub influența declanșatorului, pe 7 ms., în bună concordanță cu valorile calculate.

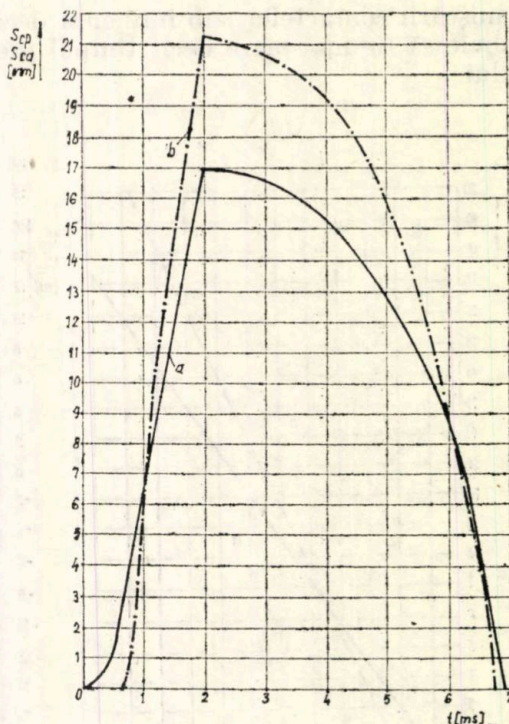


Fig. 8 — Spațiile de deschidere la contactul principal și de arc electric, în funcție de timp

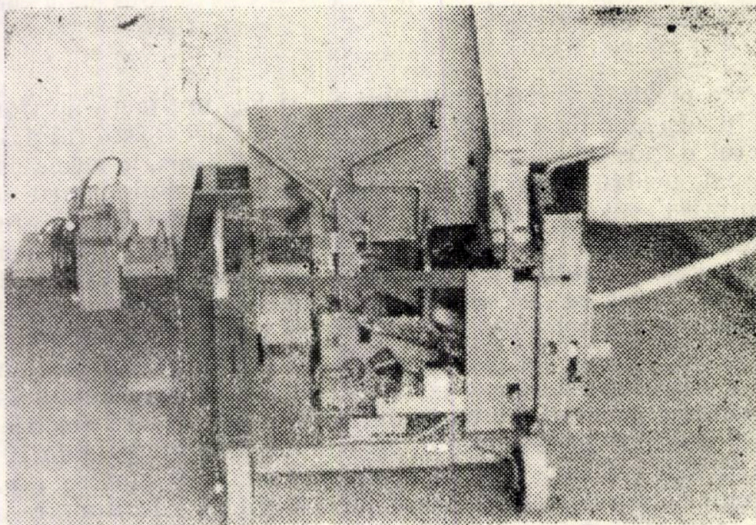


Fig. 9 — Intreruptorul ultrarapid

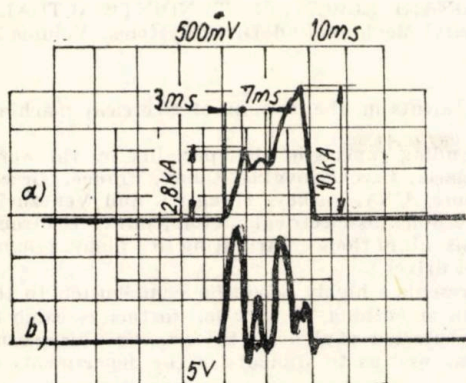


Fig.10—Relativ la verificarea experimentală a cinematicii realizate

Concluzii

Metoda de calcul a sistemului cinematic al întreruptorului ultrarapid, acționat în regim de scurtcircuit de declanșatorul Thomson, reprezintă un instrument eficace pentru proiectarea asistată de calculator a acestor elemente. Această metodă a fost aplicată cu succes în cazul întreruptorului ultrarapid de 3150 A, 1000 V, aflat în fază de prototip la întreprinderea Electroaparataj.

Acest întreruptor este destinat instalațiilor care conțin elemente semiconductoare de putere, deoarece asigură o limitare pronunțată a curentului de scurtcircuit în amplitudine și durată.

Parametrii prototipului realizat sînt la nivelul celor mai bune aparate existente în etapa actuală [5, 8].

BIBLIOGRAFIE

1. G. Hortopan, Aparate electrice. Ediția a IV-a, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1984.
2. G. Hortopan, D. Pavelescu, V. Trușcă, S. Nișu, O. Vlase, Un model nou de întreruptor ultrarapid de c.c. echipat cu declanșator de pantă de curent, Bul. I.P.B., Seria Energetică, tom LI, p. 23, 1989.
3. G. Hortopan, V. Trușcă, D. Pavelescu, S. Nișu, Aparate electrice — Tehnica fenomenelor rapide, Editura Tehnică, București, 1985.
4. P. Bieri, Components for Railway Vehicles, Brown-Boveri Review nr. 7 (66) 1979, p. 474—481.
5. B. Bugnon, High-Speed Direct Current Circuit-Breakers. Brown-Boveri-Review nr. 7 (66) 1979, p. 482—487.
6. J. A. Fernandez, Nouvelle conception de la protection contre les défauts dans les lignes des réseaux de traction à courant continu, Revue Brown-Boweri 9/10 (70) 1983, p. 372—378.
7. AEG-Telefunken-Niederspannungs-Schaltgeräte' 82 — Lieferprogramm.
8. AEG-Niederspannungs-Schaltgeräte. Gleichstrom-Schnellschalter typ GEARAPID-SE, TS,
9. D. Pavelescu, Un model nou de întreruptor ultrarapid de curent alternativ, EEA-Electrotehnica 30, nr. 4, mai 1982, p. 147—152.
10. D. Pavelescu, Soluție optimizată pentru declanșator ultrarapid de repulsie electrodinamică, EEA-Electrotehnica, 25, nr. 3, aprilie 1977, p. 121—129.

Ultrarapid Trigger with Electrodinamic Repulsion, for Fast Acting D. C. Circuit-Breakers

The article refers to the modern domain of the D.C. power switch apparatus manufacturing as well as to the current-limiting circuit breakers, equipped with ultrarapid trigger.

The ultrarapid trigger contents a Thomson effect release and an electronic relay. The author shows new and original designs for fast acting circuit breaker mechanism and for the electrodynamic release.

The presented D. C. circuit-breaker and the calculations has been tested by numerous experimental investigations.

BOOKS

R. Măgureanu, (coord.), MAȘINI ȘI ACȚIONĂRI ELECTRICE. TENDINȚE ACTUALE VOLUMUL I / The State of the Art of Electrical Machines and Drive Systems, Volume 1/, Editura Tehnică, București, 1988, 328 p.

The book is an overview of the latest achievements in the domain of electrical machines and drives from all over the world.

It contains original papers written by outstanding experts of the speciality in the world professors at well-known universities in Bulgaria, Czechoslovakia, China, France, Greece India, Italy, Great Britain, Poland, Singapore, USA, Turkey, Hungary, and Venezuela. The four parts of the book cover up-to-date domains-electrical motors, power electronic and control, testing, measurement and diagnosis- all of them contributing to a highly reliable designing of all the systems used in electrical drives.

Covering a vast area of interest the book represents a highly scientific contribution to the domain of electrical machines and drives, thus smoothing the way for further research to achieve better and better designing and implementation of all drive systems. For this reason, it is recommended to all electric specialists as well as to students in the departments of electrotechnics, electronics and automation.

Gh. Mocică, PROBLEME DE FUNCȚII SPECIALE / Special Functions Problems, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1988, 376 p.

The book comprises theoretical and practical problems concerning a few special functions . Euler integrals, Bessel functions, orthogonal polynoms (Cebîșev, Legendre, Hermite, Laguerre) hypergeometric functions, etc.

At the beginning of every chapter, there are presented fundamental properties of these functions, and the exercises are accompanied by answers or indications concerning the solving method.

A separate chapter is dedicated to integration of differential equations by series of functions. First, there are presented theoretical bases of methods concerning series of functions and factorial functions, shown by integration of differential hypergeometric Cebîșev-, Legendre-Hermite-, Laguerre-, Bessel functions.

The work also presents selected exercises concerning the application of these functions to technical sciences.

TEZE DE DOCTORAT SUSȚINUTE ÎN 1989

Lucian Ochiană — Contribuții teoretice și experimentale privind traductoarele inductive de forță și deplasare (15.II.1989) Conducător științific prof. dr. docent Andrei Tugulea

Nicolae Voicu — Modelarea circuitelor de răcire a turbogeneratoarelor de mică putere (15.II.1989) Conducător științific prof. dr. ing. Marius Preda

Florentina Cobanu — Transmisia energiei electrice pe linii electrice lungi cu pierderi în pământ (28.III.1989) Conducător științific prof. dr. docent Constantin Mocanu



BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC BUCUREȘTI
ELECTROTEHNICA, ENERGETICA, AUTOMATICA-CALCULATOARE,
ELECTRONICA, MECANICA, CONSTRUCȚII DE MASINI
TRANSPORTURI-AERONAVE, CHIMIE, METALURGIE

apare în continuarea vechilor periodice științifice : „Bulletin de Mathématiques et de Physiques pures et appliquées“, „Buletinul Politehnicei din București“ și „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej“ București“.

Organizat pe baze noi, el reflectă în primul rând activitatea științifică a corpului didactic din institut. În limita spațiului disponibil, se pot publica și lucrări științifice ale colaboratorilor din afara institutului.

Correspondența privind articolele, schimburile de publicații și abonamentele se fac pe adresa institutului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC BUCUREȘTI
ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭНЕРГЕТИКА, АВТОМАТИКА-СЧЕТНО-
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ МАШИНЫ, ЭЛЕКТРОНИКА, МЕХАНИКА,
МАШИНОСТРОЕНИЕ, ТРАНСПОРТ-САМОЛЕТОСТРОЕНИЕ
ХИМИЯ, МЕТАЛЛУРГИЯ

продолжает прежних научных периодических журналов „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées“, „Buletinul Politehnicei din București“ и „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej“ București“.

Составленный на новых основах он отражает в первую очередь научную деятельность преподавательского состава Бухарестского политехнического института. В пределах возможностей будут опубликоваться и научно-исследовательские работы специалистов извне.

Переписка, обмен периодическими изданиями и подписка производятся по адресу института.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC BUCUREȘTI
ELECTROTECHNICS, ENERGETICS, AUTOMATIC CONTROL-COMPUTERS,
ELECTRONICS, MECHANICS, MACHINE BUILDING, TRANSPORT-
AERONAUTICS, CHEMISTRY, METALLURGY

The Bulletin continues the old scientific periodicals : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées“, „Buletinul Politehnicei din București“ and „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej“ București“.

Organized on a new basis, it primarily reflects the scientific activity of the academic staff from Institute. Researchers from outside the institute can also publish their papers within the available space.

The correspondance regarding the articles, change of publications and subscriptions are sent to the following address.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC BUCUREȘTI
ELECTROTECHNIQUE, ENERGETIQUE, AUTOMATIQUE-ORDINATEURS,
ELECTRONIQUE, MECANIQUE, CONSTRUCTIONS MECANIQUES,
TRANSPORTS-AERONAUTIQUE, CHIMIE, METALLURGIE

continues les anciens périodiques scientifiques : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées“, „Buletinul Politehnicei din București“ et „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej“ București“.

Organisé sur de nouveaux principes il reflète tout d'abord l'activité scientifique du corps enseignant de l'Institut. Dans la limite de l'espace disponible on peut y publier aussi les travaux scientifiques des collaborateurs de l'extérieur.

L'adresse pour la correspondance concernant les articles, les échanges de publications et les abonnements est :

INSTITUTUL POLITEHNIC BUCUREȘTI
ROMANIA

Splaiul Independenței nr. 313
Casața Poștală nr. 2356

